



UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA
BARCELONATECH

Escola Politècnica Superior d'Enginyeria
de Manresa



Treball de fi de Grau

Disseny del control del motor **d'un vehicle elèctric**

Grau en enginyeria electrònica industrial i
automàtica

Curs 2017/2018

Autor: Eric Coll Costa

Director: Joan Gabriel Bergas Jané

Data: 12/01/2018

Localitat: Manresa

Primer de tot, m'agradaria dedicar un breu moment per donar les gràcies a les següents persones.

Al doctor Joan Bergas per acceptar la tutela del meu treball, dedicar part del seu temps i respondre a tots els meus dubtes.

A la meva família per no permetre mai que sigues una persona conformista, sense aquesta empenta aquest projecte no s'hauria arribat a realitzar.

I a la Melisa Maurino per motivar-me, estar al meu costat i donar-me suport anímic quan ha sigut necessari.

Moltes gràcies.

Resum

Aquest projecte consta d'un estudi de l'ecosistema del vehicle elèctric, per a més tard explicar, dissenyar i simular el control del motor del vehicle. Es parla de les diferents bateries possibles en un vehicle elèctric i es comparen les seves característiques, de dos tipus de motors AC i de les diferents configuracions automotrius possibles en un vehicle elèctric. Llavors s'explica el sistema de control del PMSM FOC (control de camp orientat), detallant els diferents passos que el componen, i es dissenya i simula utilitzant Simulink, un programa dintre de l'entorn de MATLAB. Finalment, s'analitzen resultats i es realitza un estudi econòmic i mediambiental del projecte.

Abstract

In this project, a study about the electric vehicle ecosystem is conducted and the control of the motor is explained step-by-step, together with its design and simulation. Different batteries for electric vehicles are reviewed and compared, two kinds of AC motors are explained, and the possible vehicle layouts are described, as well as how they used to be. The control method 'FOC' for a PMSM is then explained, included every step needed for it to be implemented. It is then designed and simulated using Simulink, a tool for MATLAB. Finally, the results are analysed, and an economic and ecological study are conducted.

Taula de continguts

Resum	3
Abstract	4
Taula d'il·lustracions.....	8
Taules.....	10
Gràfiques.....	10
Glossari.....	11
1. Introducció	12
1.1 Objectiu del projecte.....	12
1.2 Abast del projecte.....	12
2. Prefaci	13
2.1 Antecedents i requeriments	13
2.2 Motivació.....	13
3. Bateries.....	14
3.1 Introducció	14
3.2 Tipus de bateries i característiques.....	15
3.2.1 Bateria de plom i àcid	15
3.2.2 Bateria de níquel i hidrur metàl·lic (NiMH)	17
3.2.3 Bateria d'ió liti	19
3.2.4 Anàlisi dels supercondensadors i el seu rol en els vehicles elèctrics.....	21
3.3 Les tecnologies que arriben	23
3.3.1 Bateria d'ió liti d'estat sòlid	23
3.3.2 El grafè i el seu futur en el sector del vehicle elèctric.....	24
3.1 Anàlisi final i conclusions	25
3.2 Dimensionament de la bateria d'un vehicle elèctric	26
4. El motor elèctric	28
4.1 Introducció als motors elèctrics	28
4.1 Motor d'inducció AC	28
4.2 Permanent magnet AC motor (PMSM).....	33
4.3 Conclusions sobre les dues opcions	36
5. Configuració automotriu del vehicle elèctric.....	38
5.1 Introducció	38
5.2 Configuracions automotrius	38
5.2.1 Evolució de la configuració automotriu en el vehicle elèctric	38
5.2.2 Diferents configuracions automotrius utilitzades en l'actualitat.....	41
6. Sistema de control del motor	43

6.1	Introducció	43
6.2	El mètode de control FOC.....	43
6.3	Definició i projecció de l'espai vectorial	45
6.4	La transformada de Clarke	46
6.5	La anti-transformada de Clarke	47
6.6	La transformada de Park	48
6.7	La anti-transformada de Park	48
6.8	El controlador PID	49
6.8.1	El controlador PI.....	52
6.8.2	Ajust dels diferents valors de guany del PI (o PI tuning)	53
6.9	Funcionament bàsic del FOC	56
6.10	L'inversor trifàsic i el Space Vector PWM (SVPWM).....	57
6.10.1	L'inversor trifàsic.....	57
6.10.2	El senyal PWM	58
6.10.3	El SVPWM	59
6.10.4	Implementació del SVPWM.....	62
6.11	Altres components electrònics.....	66
6.11.1	Shunt Resistor.....	66
6.11.2	Encoder	67
7.	Implementació i simulació en Matlab.....	68
7.1	Introducció	68
7.2	El bloc matemàtic i PI.....	69
7.2.1	La transformada de Clarke	70
7.2.2	La transformada de Park.....	70
7.2.3	Controlador PI.....	72
7.2.4	La anti-transformada de Park	72
7.2.5	El SVPWM	73
7.3	El bloc de l'inversor trifàsic.....	74
7.4	El bloc del PMSM.....	75
7.5	Implementació completa del disseny	75
8.	Resultats	77
8.1	Introducció	77
8.2	Bloc matemàtic/PID	77
8.3	Bloc de l'inversor trifàsic.....	80
9.	Estudi econòmic del projecte	82
10.	Impacte mediambiental i sostenibilitat.....	83
11.	Planificació del projecte	85
12.	Conclusions	86
13.	Bibliografia.....	87
13.1	Referències bibliogràfiques.....	87

13.2	Bibliografia complementària	89
14.	Annexos	90
14.1	Annex I.....	90
14.2	Annex II.....	91

Taula d'il·lustracions

Il·lustració 1: Esquema inicial de la bateria de plom i àcid	15
Il·lustració 2: Bateria de 12V a partir de cel·les en sèrie.....	16
Il·lustració 3: Bateria completament descarregada	16
Il·lustració 4: Càrrega d'una bateria de plom i àcid.....	17
Il·lustració 5: Parts d'una bateria de NiMH.....	18
Il·lustració 6: Aplicació de les bateries d'ió liti en l'automoció	19
Il·lustració 7: Càrrega de la bateria d'ió liti	20
Il·lustració 8: Descàrrega de la bateria d'ió liti.....	20
Il·lustració 9: Esquema d'un supercondensador.....	21
Il·lustració 10: Diferències entre les dues bateries d'ió liti.....	23
Il·lustració 11: Estructura bidimensional del grafè	25
Il·lustració 12: Estator i rotor en un motor d'inducció	29
Il·lustració 13: Camp magnètic generat en el estator.	30
Il·lustració 14: Model físic d'un motor trifàsic d'inducció AC	32
Il·lustració 15: Esquema bàsic de les parts d'un motor PMSM.....	34
Il·lustració 16: Diferència en l'angle del camp magnètic quan es sotmet al motor a una càrrega	34
Il·lustració 17: Concepte inicial del tren de potència en un vehicle elèctric	39
Il·lustració 18: Sistema de propulsió elèctric general d'un vehicle modern	40
Il·lustració 19: Diferents configuracions automotrius utilitzades en la indústria del vehicle elèctric	42
Il·lustració 20: Conversió d'un sistema trifàsic en un sistema de dos variables rotacional i ortogonal.	43
Il·lustració 21: Representació gràfica dels valors de referència a controlar.....	45
Il·lustració 22: Representació espacial del vector corrent i els seus components	46
Il·lustració 23: La transformada de Clarke	47
Il·lustració 24: Transformada de Park.....	48
Il·lustració 25: Diagrama de blocs d'un controlador PID	49
Il·lustració 26: Sistema de control PI.....	53

Il·lustració 27: Exemple de resposta d'un sistema PID variant els valors de K_p entre 0.5, 1.1 i 1.6	54
Il·lustració 28: Exemple de resposta d'un sistema PID variant els valors de K_i entre 0.5, 1 i 2.	54
Il·lustració 29: Model del sistema a controlar	55
Il·lustració 30: Esquema general de control d'un motor AC mitjançant el mètode FOC.	56
Il·lustració 31: Inversor trifàsic	57
Il·lustració 32: Esquema del control de l'inversor	58
Il·lustració 33: Exemple de generació de senyal PWM	59
Il·lustració 34: Esquema gràfic dels 8 vectors de commutació diferents.....	61
Il·lustració 35: Representació dels vectors de commutació en l'espai	62
Il·lustració 36: Vector de voltatge en l'espai i els seus components en (d,q).....	63
Il·lustració 37: V_{ref} com a combinació de vectors adjacents en el sector 1	64
Il·lustració 38: Patrons de commutació en cada sector.....	65
Il·lustració 39: Mesura de la intensitat mitjançant l'ús del shunt resistor.....	67
Il·lustració 40: Components d'un encoder.....	68
Il·lustració 41: Senyals A i B d'un encoder.....	68
Il·lustració 42: Bloc matemàtic i PI	69
Il·lustració 43: Transformada de Clarke	70
Il·lustració 44: La transformada de Park	71
Il·lustració 45: 'Subsystem', dintre de la transformada de Park	71
Il·lustració 46: 'Subsystem1' dintre de la transformada de Park	71
Il·lustració 47: Control PI	72
Il·lustració 48: La anti-transformada de Park	72
Il·lustració 49: 'Subsystem' dintre de la anti-transformada de Park.....	73
Il·lustració 50: 'Subsystem1' dintre de la anti-transformada de Park.....	73
Il·lustració 51: Implementació de l'inversor trifàsic	74
Il·lustració 52: Implementació del model del motor PMSM	75
Il·lustració 53: Sistema de control del motor complet	75

Taules

Taula 1: Comparació de característiques de supercondensadors i cel·les d'ió liti	22
Taula 2: Comparació de les característiques de les bateries estudiades prèviament	25
Taula 3: Vectors de commutació, voltatges de fase i de línia.	60
Taula 4: Taula de patrons de commutació per al SVPWM.....	66
Taula 5: Pressupost del projecte.....	82

Gràfiques

Gràfica 1: Intensitats de fase a l'entrada del control	77
Gràfica 2: A Dalt: Comparació entre I_{dref} (verd) i I_d (violeta) a l'entrada del PI. A baix, sortida del PI.....	78
Gràfica 3: A Dalt: Comparació entre I_{qref} (verd) i I_q (violeta) a l'entrada del PI. A baix, sortida del PI.....	79
Gràfica 4: Representació en un eix x-y de V_{aref} , $V_{\beta ref}$ després de l'anti-transformada de Park	79
Gràfica 5: Valors de sortida del SVPWM	80
Gràfica 6: Valors de sortida de l'inversor trifàsic	80
Gràfica 7: Valor de les tres fases en el motor en el gràfic superior; Valor del parell aplicat en el gràfic intermig; Funció de transferència del parell en el gràfic inferior.	81
Gràfica 8: Diagrama de Gantt del projecte	85

Glossari

AC: Corrent altern (*Alternating Current*)

DC: Corrent continu (*Direct Current*)

DSP: Processador de senyals digitals (*Digital Signal Processor*)

Encoder: Sensor de posició

EV: Vehicle elèctric (*Electric Vehicle*)

FOC: Control de camp orientat, mètode de control per a motors AC (*Field Oriented Control*)

Frenada regenerativa: Aprofitament de l'energia cinètica del vehicle durant la frenada, transformant-la en elèctrica.

ICE: Motor de combustió interna (*Internal Combustion Engine*)

LCV: Voltatge mínim de tall (*Low Cutoff Voltage*)

LiCoO₂: Òxid de cobalt(III) i liti

LiMn₂O₄: Òxid de liti-manganès

Matlab: Entorn de treball matemàtic

NiCd: Níquel Cadmi

NiMH: Níquel i hidrur metàl·lic.

PID: Control proporcional integral derivatiu

PWM: Modulació per amplada de polsos (*Pulse Width Modulation*)

Simulink: Programa de simulació gràfic dintre de l'entorn Matlab

SVPWM: Modulació PWM d'espai vectorial (*Space Vector PWM*)

UPC: Universitat Politècnica de Catalunya

1. Introducció

1.1 Objectiu del projecte

L'objectiu d'aquest projecte és dissenyar el sistema de control del motor d'un vehicle elèctric, donant la informació necessària per a que una persona sense els coneixements tècnics necessaris com per a realitzar aquest estudi per ella mateixa pugui entendre el sistema de control.

Es dedicarà una part important del projecte a parlar de l'ecosistema del vehicle elèctric i a posar en context les seves part principals, com són la font d'alimentació, el motor i l'electrònica utilitzada per al control d'aquest. Es vol educar al lector en els diferents tipus de bateries que han marcat, marquen i possiblement marcaran la indústria del vehicle elèctric, així com dues opcions populars de motor AC a escollir en l'actualitat i les diferents configuracions automotrius del vehicle.

1.2 Abast del projecte

L'abast del projecte es pot resumir en els següents punts:

- Estudi de les possibles bateries viables en un vehicle elèctric.
- Explicació del funcionament bàsic dels diferents motors AC a escollir.
- Recopilació de les diferents configuracions automotrius possibles en un vehicle elèctric.
- Redacció del mètode de control del motor explicant el mètode a utilitzar, així com tots els sistemes matemàtics, electrònics i de control que comporta.
- Disseny i simulació del control prèviament explicat utilitzant el software Simulink de Matlab.
- Verificació i anàlisi dels resultats de la simulació.
- Estudi econòmic i mediambiental del projecte.

2. Prefaci

2.1 Antecedents i requeriments

Per a poder realitzar aquest projecte, cal tenir uns coneixements previs generals en l'àmbit de l'enginyeria. Degut a la seva naturalesa multidisciplinària, no hi ha una base d'estudis única que aglomeri tots els coneixements necessaris per a poder realitzar aquest estudi. Tot hi que l'enginyeria en automoció pot tractar-se de l'enginyeria més propera degut a les similituds de les assignatures amb el tema a tractar, també seria un tema apte per a enginyers electrònics, elèctrics o industrials. I tot hi això, degut a la base comuna de coneixements que presenten les diferents branques de l'enginyeria, seria un treball assolible, tot hi que amb un grau de dificultat variable, per a estudiants d'altres enginyeries.

Pel que respecta als requeriments físics, aquest projecte serà realitzat amb ordinador i programa de simulació així que per a realitzar aquest estudi caldrà disposar d'accés a la bibliografia i software pertinent.

2.2 Motivació

No crec que hem trobi sol quan expresso una certa preocupació envers el futur del nostre planeta. Any rere any, els científics parlen de les conseqüències del canvi climàtic, els telediaris emeten reportatges sobre els efectes adversos que està causant el nostre abús dels recursos naturals. I tot i això, sembla que mirem cap a un altre costat i ningú faci res per evitar el que cada cop sembla ser més inevitable.

Els vehicles amb motor de combustió són un dels principals causants dels gasos d'efecte hivernacle, i un dels factors que podria ser tret d'aquesta equació de la contaminació si s'hi dediquessin els recursos suficients. Amb Tesla al capdavant d'aquest canvi, sembla que comença a haver-hi una certa conscienciació entre la població sobre el problema que tenim i com nosaltres, com a individuals, podem realitzar petits gestos per a contribuir al bé comú.

M'agrada pensar que jo també puc aportar alguna cosa a la societat, i dedicar part del meu temps i coneixements envers aquest futur més verd. Aquest projecte ve motivat per aquest pensament, i òbviament per la curiositat i la voluntat d'aprendre sobre aquest camp d'estudi.

3. Bateries

3.1 Introducció

Quan parlem de bateries en un vehicle elèctric, estem parlant de la seva font d'alimentació, un element fonamental. Es tracta de l'equivalent a la gasolina o al dièsel en un vehicle amb motor de combustió interna (ICE), és allò que permet que el vehicle realitzi la seva funció. Consisteix en un camp molt ampli que ja tenia aplicacions en els vehicles amb ICE, ja sigui per arrencar el motor i alimentar els sistemes interns del vehicle o per a funcions més avançades en els vehicles híbrids, un rang de vehicles cada cop més comercialitzats juntament amb els elèctrics, on alimenten un motor elèctric secundari amb frenada regenerativa.

Tot hi que les bateries s'han utilitzat des de fa molt de temps en electrònica de consum, i des del segle XIX en els primers prototips vehicles elèctrics, es tracta d'un camp d'investigació en constant desenvolupament. No existeix cap material químic perfecte, ni bateria en el seu defecte. El progrés en aquest sector consisteix en analitzar quines són les necessitats reals dels vehicles elèctrics comercials i estudiar els possibles tipus de bateria els defectes dels quals tinguin menys impacte en la seva aplicació.

Per exemple, dona igual que una bateria tingui una densitat energètica superior si com a conseqüència tindrà un temps de vida curt. En aquest sentit, els descobriments recents en bateries solen ser beneficiosos per a tothom ja que la importància de les bateries està molt valorada actualment degut a la competitivitat dels mercats de l'electrònica de consum i s'acaben buscant millores similars a la que es buscarien en un vehicle elèctric.

En aquest capítol es parlarà de les diferents bateries que han sigut rellevants durant els anys recents en la indústria automobilística, i les quals avui en dia segueixen utilitzant-se. Encara que alguna opció a primera vista sembli inferior a una altra, i en la actualitat en la data d'aquest estudi les bateries de Ió Liti siguin la opció més adoptada, sempre és beneficiós conèixer les diferents opcions i el seu funcionament.

Després es parlarà de les possibles opcions de futur que s'estan tenint en compte en aquest moment i les seves avantatges respecte la tecnologia actual. Cap d'aquestes tecnologies es troba suficientment avançades com per a entrar en fase de comercialització, però mundialment s'està invertint una gran quantitat de diners en ser el primer en donar el següent pas.

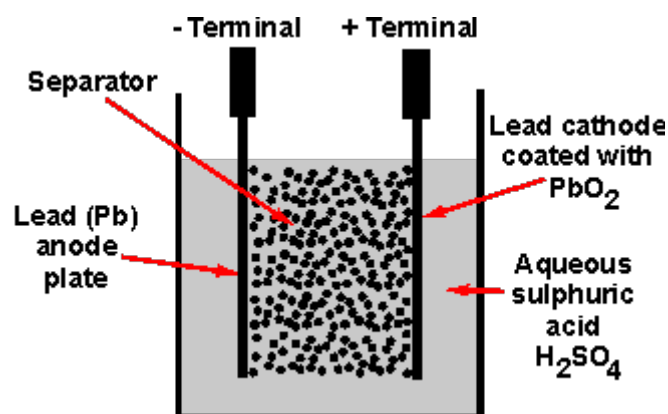
Finalment, farem una breu descripció del procés de dimensionament de les bateries per a implementar-les en un vehicle elèctric.

3.2 Tipus de bateries i característiques

3.2.1 Bateria de plom i àcid

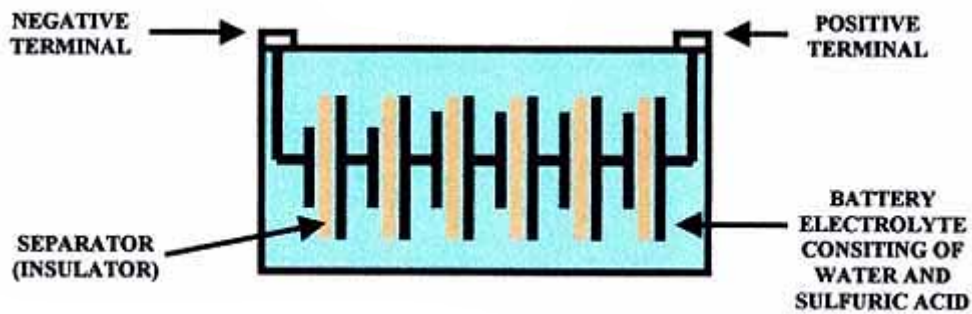
La bateria de plom i àcid (o *lead acid battery*) va ser la primera bateria recarregable comercial. Inventada pel físic francès Gaston Planté al 1859, segueix sent avui en dia molt utilitzada degut a la facilitat amb la que es pot fabricar i a la seva baixa relació de cost per watt, el que la fa ideal quan es requereix d'una bateria que no requereixi d'una densitat energètica o cycle de vida molt elevats. Podem trobar-les en qualsevol automòbil amb motor de combustió, i fins hi tot en algun vehicle elèctric també.[1]

Cal especificar que les bateries de plom i àcid que s'utilitzen avui en dia no són iguals que les creades per l'investigador francès, s'han realitzat avenços en torn a la seva idea. Inicialment la bateria es basava en un concepte tan simple com són dos plaques de plom, on una era el terminal positiu i l'altra el negatiu, un material aïllant entre mig de les plaques de plom i tot això recobert per un electròlit format per aigua i àcid sulfúric (Il·lustració 1).



Il·lustració 1: Esquema inicial de la bateria de plom i àcid

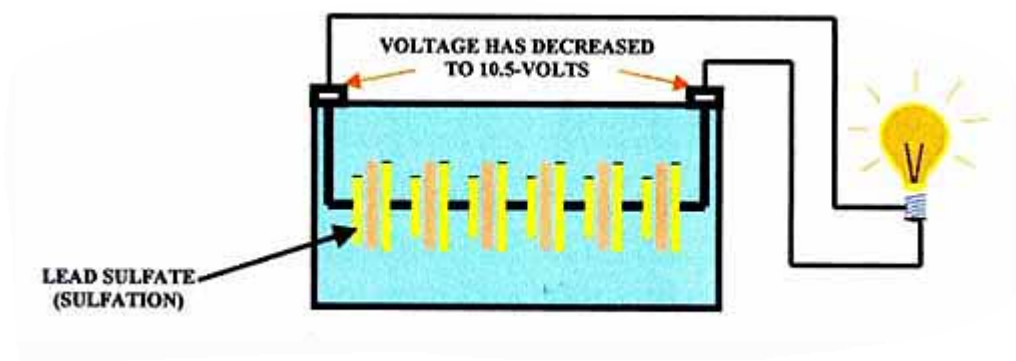
Aquest conjunt es troba contingut en un recipient resistent a la corrosió de la solució d'àcid, i es considera com una cel·la. Cada cel·la pot emmagatzemar aproximadament uns 2-2.1V. Si apliquem els principis d'una cel·la i connectem varies en sèrie, podem obtenir les comunes bateries de 12V (El voltatge real serà de 2.1x6, o 12.6V).



Il·lustració 2: Bateria de 12V a partir de cel·les en sèrie

Podem explicar la càrrega i descàrrega des d'un punt de vista químic. [2]

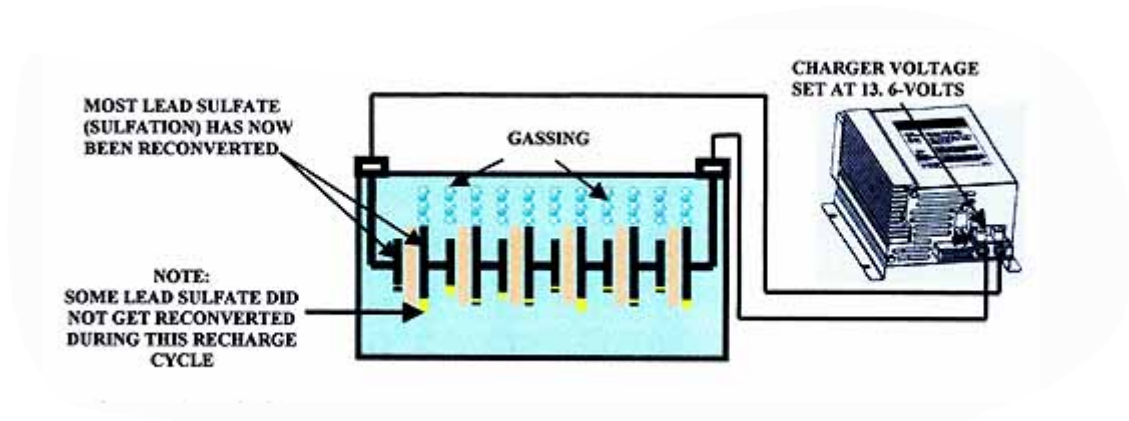
En la descàrrega, es produeix una reacció química entre l'àcid sulfúric i les plaques de plom. Això fa que les plaques comencin a ser recobertes per sulfat de plom, en un procés anomenat sulfatació. A mesura que la bateria es descarrega, les plaques estaran més recobertes pel sulfur a cada moment, i la bateria perdrà voltatge. Es considerarà que la bateria està descarregada quan arribi als 10.5V, moment en el qual el sulfat de plom recobreix la majoria de la placa.



Il·lustració 3: Bateria completament descarregada

Abandonar la bateria en aquest estat afectarà negativament la vida de la bateria ja que el sulfat cristal·litzarà i no podrà ser reconvertit pel mètode de càrrega estàndard.

El procés de càrrega es tracta de la reconversió del sulfat de plom en plom i àcid sulfúric. Es connecta la bateria a una font de tensió superior als 12.6V per a permetre la càrrega màxima, i es carrega fins que el sulfat s'ha reconvertit.



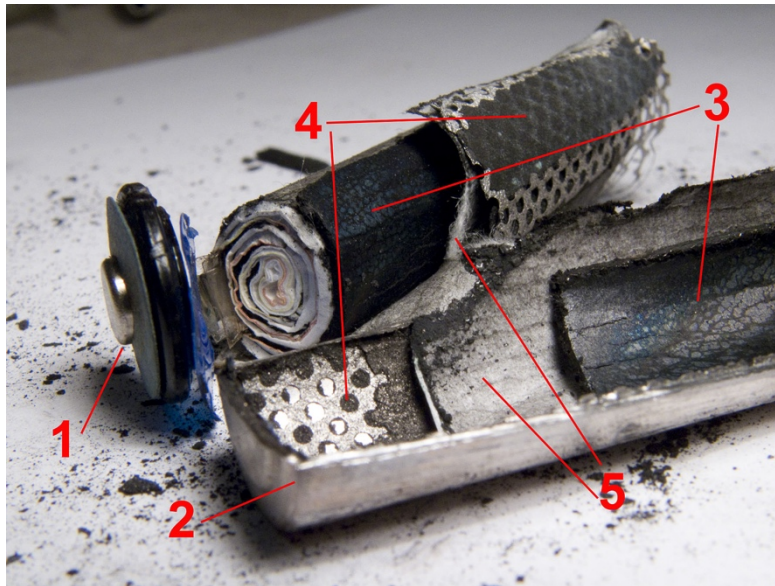
Il·lustració 4: Càrrega d'una bateria de plom i àcid

Aquest procés crea gasos degut a la separació d'aigua en oxigen i hidrogen, però moltes bateries ja tenen això en compte i contenen aquests gasos per a recombinar-los en aigua. Si no es donés el cas, caldria afegir aigua a la bateria.

Quan es completi la càrrega, possiblement encara quedarà un mínim de sulfat de plom en les plaques. Això es una conseqüència dels cicles de càrrega, i al llarg dels cicles de càrrega reduirà la capacitat de la bateria. Una forma d'evitar-ho es utilitzant una font de tensió preparada per això especialment, i que al final de la càrrega doni durant un instant una tensió major de 14V.

3.2.2 Bateria de níquel i hidrur metàl·lic (NiMH)

Quan parlem de la bateria de níquel i hidrur metàl·lic, estem parlant del tipus més avançat i més utilitzat avui en dia de bateria de níquel. La recerca en aquesta bateria va començar en el 1967 però no es va aconseguir una versió estable fins el anys 80. En aquell moment, la principal bateria de níquel era la de cadmi (NiCd), i aquesta versió actual de NiMH supera en un 40% la seva energia específica. Però pateix un gran problema, i és que després de realitzar una càrrega completa, durant les primeres 24 hores es produeix una auto-descàrrega que pot arribar a superar el valor del 10%, de les més altes que es troben en les bateries. Es poden fer modificacions en l'hidrur metàl·lic per reduir aquesta auto-descàrrega a canvi d'una part de la seva energia específica. [1]



Il·lustració 5: Parts d'una bateria de NiMH

Una bateria de NiMH està formada per:

- 1- Terminal positiu
- 2- Terminal negatiu (i carcassa)
- 3- Elèctrode positiu
- 4- Elèctrode negatiu
- 5- Separador entre elèctrodes

Una cel·la de NiMH pot donar un voltatge de 1.25V aproximadament durant la descàrrega, i té una duració d'uns 500 cicles de càrrega.

Per al procés de càrrega, el voltatge que s'ha d'utilitzar és d'1.4-1.6V, però no serveix simplement aplicar-lo de forma constant. Hi ha diversos mètodes de càrrega; el més senzill consisteix en aplicar corrent de forma constant a baixa intensitat i desconnectar-lo quan hagi passat una certa estona, especificada en la bateria. Un altre mètode de càrrega és aplicar un voltatge de càrrega alt i analitzar la caiguda de voltatge a la bateria. Quan la bateria es carregi, es produirà una caiguda d'aquest, i voldrà dir que s'haurà d'aturar la càrrega. També es pot controlar per temperatura, ja que durant la càrrega, el corrent es converteix en energia química, però un cop s'ha carregat aquest corrent es converteix en calor, i s'escalfa la bateria.

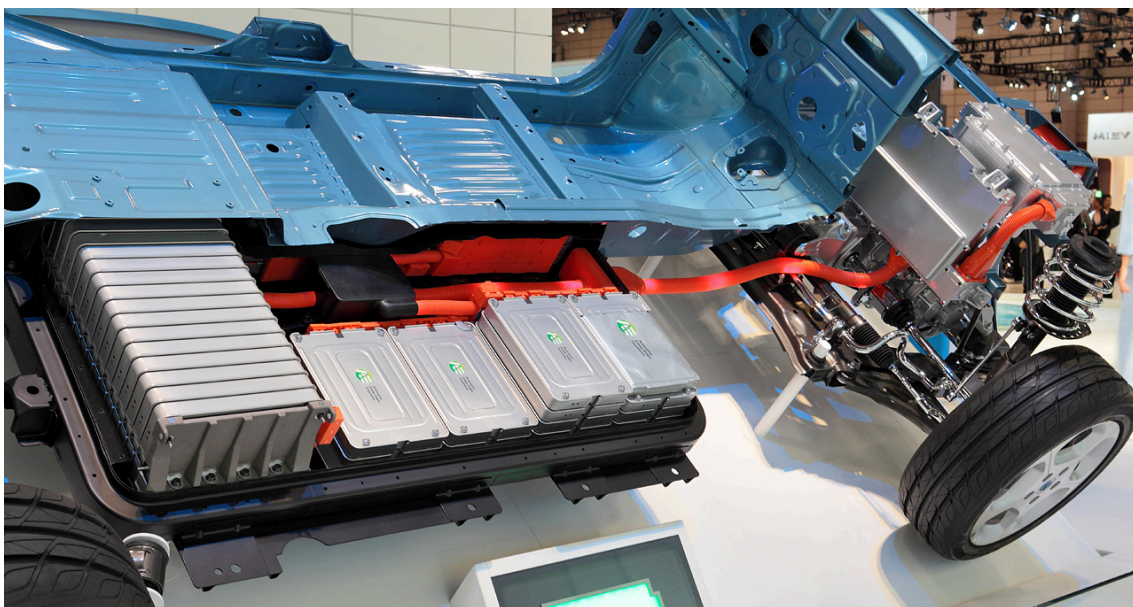
El procés de descàrrega s'inicia en els 1.4V en una bateria en bones condicions, i el voltatge de la cel·la es redueix fins als 1-1.1V.

Aquest tipus de bateries ens resulten interessants perquè s'han popularitzat tant en els vehicles elèctrics com en els híbrids, degut al seu baix cost i llarga vida. Químicament és més estable que les bateries d'ió liti, s'ha d'invertir menys en fer-les més segures (no és necessari cap circuit de control de seguretat addicional),

i també són més lleugeres, fet molt important en els vehicles elèctrics perquè les bateries són una gran part del pes total del vehicle.

3.2.3 Bateria d'ió liti

Creada a partir de la no-recarregable 'Bateria de liti', les bateries d'ió liti són el tipus de bateria més utilitzat avui en dia en àmbits com l'electrònica portàtil, la indústria, o en el camp d'aquest estudi, els vehicles elèctrics.



Il·lustració 6: Aplicació de les bateries d'ió liti en l'automoció

La bateria de liti va començar a ser investigada durant la segona dècada del segle XX, però no va ser fins als anys 70 que va comercialitzar-se la primera bateria d'aquest tipus. No eren recarregables, i per això aquest va ser el següent camp d'investigació. Va ser en els anys 90 quan Sony va desenvolupar la primera bateria d'ió liti recarregable. En l'actualitat es manté la recerca per a augmentar tant la densitat energètica com la seva seguretat, ja que la dificultat d'incrementar un sense reduir l'altre és molt alta.[1]

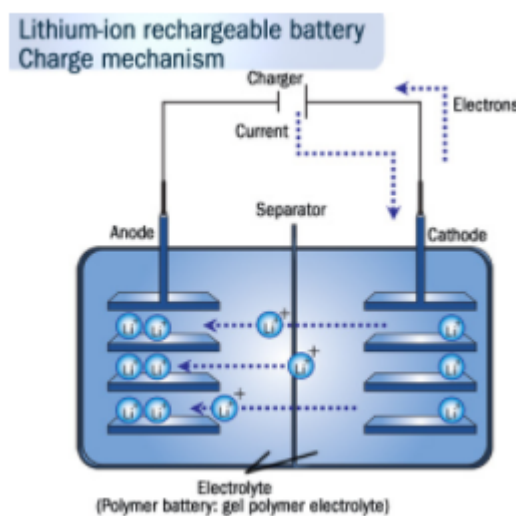
Són el tipus de bateries més populars en l'actualitat degut a que tenen una densitat energètica molt alta i mantenen un pes baix comparat amb altres tipus de bateria, la seva auto-descàrrega es molt baixa, d'aproximadament un 5% mensual comparat amb el fins a 20% de la bateria NIMH, no pateixen d'efecte memòria durant la càrrega i aguanten centenars de cicles de càrrega durant la seva vida.

Una cel·la bàsica d'ió liti està formada per l'elèctrode positiu, el negatiu, un separador entre el·lectrodes i l'electròlit, un producte que els connecta químicament. Hi ha diferents tipus de bateries en funció dels materials que formen els elèctrodes:

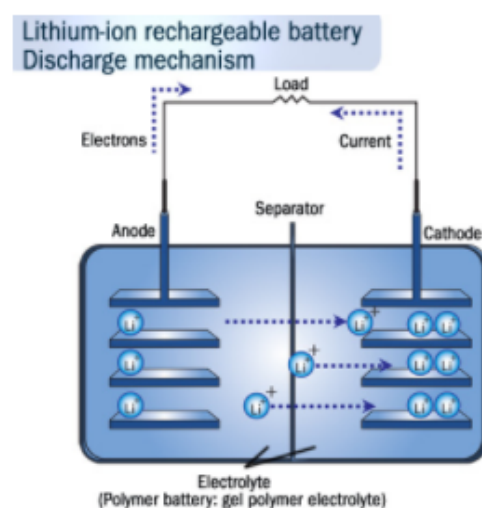
- L'elèctrode positiu acostuma a ser LiCoO_2 o LiMn_2O_4 . El primer dona un bon rendiment a canvi d'un alt preu, mentre que el segon és més barat però té tendència a degradar-se sota molts cicles de càrrega.
- L'elèctrode negatiu és de grafit en gairebé tots els casos. S'està experimentant amb el silici, ja que teòricament pot emmagatzemar fins a 10 vegades l'energia del grafit, però durant la càrrega es produeix una expansió del seu volum que fa la bateria inestable.

L'electròlit és un dissolvent orgànic, com l'èter, i el separador es tracta d'una làmina molt fina de plàstic micro-perforat. El resultat es una cel·la que emmagatzema entre 3.2 i 3.7V depenent dels materials que la formen.

En el procés de càrrega de la bateria (*Il·lustració 7*), una font de tensió externa aplica un sobre voltatge a la bateria forçant un flux de corrent dintre de la bateria que va de l'elèctrode positiu al negatiu, o de càtode a ànode. Al mateix temps, els ions de liti es desplacen a través del separador del càtode a l'ànode també, seguint els electrons. Durant la descàrrega (*Il·lustració 8*) els electrons viatgen de l'ànode al càtode, i de mateixa manera ho fan els ions liti. Segons la precisió i complexitat del sistema electrònic, s'utilitzaran controladors i sistemes addicionals per a garantir un procés de càrrega més ràpid i alhora segur, evitant desequilibris en sistemes on s'utilitzin moltes bateries en sèrie per exemple ja que tant la càrrega com la descàrrega no es 100% homogènia.



Il·lustració 7: Càrrega de la bateria d'ió liti

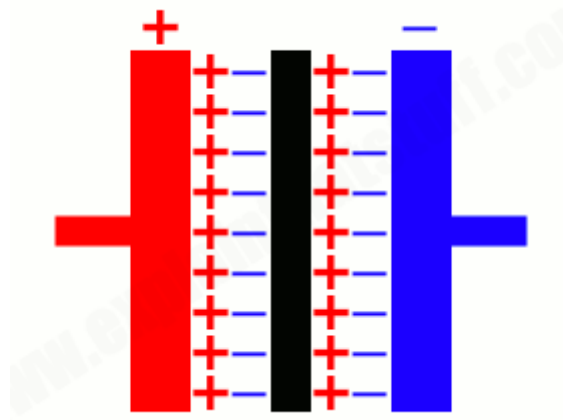


Il·lustració 8: Descàrrega de la bateria d'ió liti

3.2.4 Anàlisi dels supercondensadors i el seu rol en els vehicles elèctrics

Els supercondensadors (o ultracondensadors) són simplement condensadors amb una capacítancia molt elevada, fins al punt que es mesura en Farads (F). En comparació, els condensadors electrolítics comuns acostumen a tenir valors de l'ordre de μF . [3]

Es tracten de condensadors de doble capa, constituïts en la seva representació més comuna per dues laminees metàl·liques recobertes d'un material porós basat en el carboni i aquest conjunt es troba immers en un electròlit ionitzat. Una fina membrana separa les dos laminees de metall, i quan el supercondensador és carregat, a banda i banda d'aquesta membrana es produeixen dos capes de carreges oposades (Il·lustració 9). [4]



Il·lustració 9: Esquema d'un supercondensador

En un condensador, la capacítancia segueix la següent equació:

$$C = \varepsilon \frac{A}{d}$$

Equació 1

On:

- C és la capacítancia [F]
- A és l'àrea de les dos plaques metàl·liques
- d és la separació entre les plaques metàl·liques
- ε és la permitivitat elèctrica

Els supercondensadors disposen de plaques amb major superfície que els condensadors normals gràcies al recobriment de carboni i una separació entre les plaques molt petita degut a aquest efecte de la doble capa. Per això tenen una capacítancia tan elevada.

Disposen d'un cicle de vida molt llarg, on sota un ús en condicions normals seguiran tenint un 80% de la seva capacitat màxima després de 10 anys, superior a una bateria convencional. També rendeixen millor sota estrès tèrmic, podent funcionar en temperatures de fins a -40°C com a exemple.

Però tenen la desavantatge de que cada cel·la només pot emmagatzemar entre 2.5 i 2.7V. Es possible incrementar aquest voltatge unes dècimes, però aquest fet reduirà el seu cicle de vida. Tot hi això es poden connectar en sèrie igual que una bateria per a subministrar un voltatge superior, reduint la capacítancia total i incrementant la resistència interna.

La seva densitat energètica també es relativament baixa, d'entre 1 i 30 WH/Kg. Es tracta d'un valor bastant menor que el de la bateria d'ió liti, i impedeix que puguin ser utilitzats com a font d'alimentació. A això se li ha d'afegir que el voltatge que proporcionen es redueix linealment durant la fase de descàrrega, fent que en moltes aplicacions no es pugui aprofitar gran part de la seva càrrega si es vol una font d'energia de valor constant.

En la Taula 1 veiem un resum de les seves característiques, i podem apreciar les diferències amb una bateria d'ió liti i perquè un no pot ser un substitut de l'altre.

Funció	Supercondensador	Ío Liti
Temps de càrrega mínim	1-10 segons	<1h
Cicles de càrrega	1 milió	500-2000
Voltatge de cel·la	2.3-2.75V	3.2-3.7V
Energia específica (Wh/kg)	5	90-240
Potència específica (W/kg)	Fins a 10000	1000-3000
Cost per kWh	10000\$	250-1000\$
Temperatura de càrrega/descàrrega	-40 a 65° -40 a 65°	0 a 45° -20 a 60°

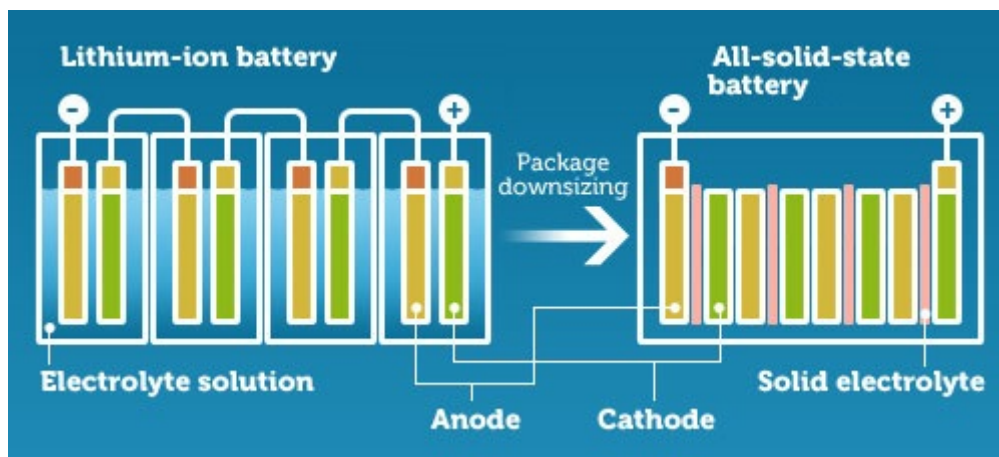
Taula 1: Comparació de característiques de supercondensadors i cel·les d'ió liti

Per tant, trobem els supercondensadors ideals quan necessitem donar energia breu i ràpidament, no per a substituir les bateries. Es tracten llavors d'un element molt útil en conjunt amb bateries per a aprofitar les seves característiques. I aquí trobem la seva aplicació en els vehicles híbrids i elèctrics, on s'utilitzen per a aprofitar l'energia obtinguda mitjançant el fre regeneratiu. L'energia que s'obté durant un breu instant carrega aquests supercondensadors, en sèrie i en centenars degut a l'alt voltatge amb el que treballa el motor, i s'utilitza seguidament durant l'acceleració.

3.3 Les tecnologies que arriben

3.3.1 Bateria d'ió liti d'estat sòlid

Acabem de veure que la bateria amb més adopció en l'actualitat es la bateria d'ió liti. Però això no vol dir que sigui perquè no té cap defecte. En l'actualitat s'està duent a terme treball de recerca en un tipus de bateria anomenada 'ió liti d'estat sòlid'. Aquesta diferiria de la seva predecessora únicament en la forma en que es presenta la solució electrolítica, que com diu el seu nom es trobaria en estat sòlid (*Il·lustració 10*). Això permet reduir el pes i l'espai que ocupa la solució permetent obtenir bateries amb major energia específica i densitat energètica sense incrementar el pes, factor molt determinant en la indústria automobilística.[5]



Il·lustració 10: Diferències entre les dues bateries d'ió liti

Es calcula que les bateries d'estat sòlid podrien tenir fins a dues vegades la càrrega d'una bateria d'ió liti estàndard, traduint-se en un gran increment de l'autonomia dels vehicles. No solament això, sinó que serien més segures, ja que la solució electrolítica conté elements inflamables i aquest risc també seria eliminat. Finalment, els estudis realitzats també conclouen que es reduirà el temps de càrrega, arribant a ser bastant inferior a una hora, i s'incrementarà el nombre de cicles de càrrega de la bateria o temps de vida.

S'ha de dir que per el moment aquest tipus de bateries encara no s'han comercialitzat ja que estan en una fase inicial i encara tenen limitacions que ho impedeixen. La principal és la baixa conductivitat dels seus materials, el que perjudica el seu rendiment.

Ara mateix la recerca envers aquest tipus de bateries segueix endavant, amb l'empresa japonesa d'automoció *Toyota* al capdavant, amb una aposta molt gran per a aquesta tecnologia. Una altra alternativa proposada per la companyia especialitzada en bateries '*SolidEnergy*' es un híbrid entre electròlits sòlids i líquids, però no tenen un cicle de vida suficientment llarg per a ser utilitzats satisfactòriament en els vehicles elèctrics.[6]

3.3.2 El grafè i el seu futur en el sector del vehicle elèctric

Un dels materials amb el que s'estan realitzant més estudis i obtenint resultats positius és el grafè. No es tracta de construir una bateria utilitzant com a material principal el grafè, sinó d'afegir aquest material a les bateries d'ió liti, aprofitant que aquestes són la millor opció actualment.[7]

Afegir grafè a l'ànode de les bateries d'ió liti està resultant en una major conductivitat i densitat energètica. També s'està estudiant l'ús de materials híbrids, com l'adició d'Òxid de Vanadi (VO_2) juntament amb grafè en el càtode de les bateries d'ió liti. El vanadi presenta una capacitat energètica molt gran però una pobre conductivitat, i aquest defecte és resolt afegint el grafè.

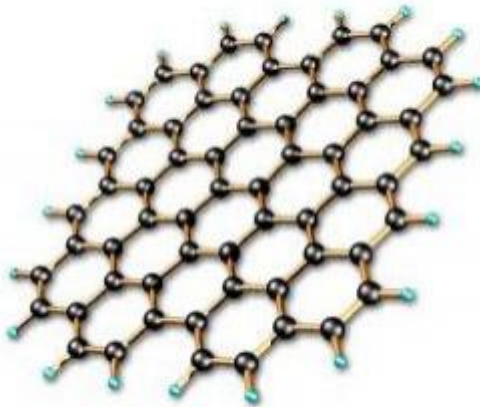
El grafè és un al·lòtrop del carboni que presenta una estructura similar a una làmina i on els àtoms estan units formant hexàgons, d'una forma similar a les estructures que creen les abelles. Aquesta estructura e forma de làmina fa que la disposició dels àtoms es trobi només en dues dimensions. I aquesta és una de les grans avantatges que presenta aquest material.

Normalment en materials conductors, quan es presenta un flux d'electrons, aquests presenten una petita massa associada a ells degut a la seva constant interacció amb el medi i tots els materials que els envolten. Gràcies a l'estructura bidimensional del grafè no presenten aquesta propietat, amb el qual es comporten com si fossin partícules sense massa, movent-se a una velocitat molt propera a la de la llum.[8]

Degut a aquest fenomen, el grafè presenta una conductivitat increïblement superior al silici, i fins a 35% superior al coure. Sorprenentment, aquest comportament bidimensional es troba present al aplicar una altra capa de grafè. Depenent de com s'alineïn les capes, els electrons poden interaccionar entre ells, presentant símptomes de 'tridimensionalitat'. Però es pot ajustar l'alineació de les capes per a reduir aquest fet. En l'actualitat s'estan realitzant estudis amb sistemes de grafè de doble capa, separats per un dielèctric molt fi.

De forma pràctica, aquesta super-conductivitat permetria reduir els temps de càrrega de la bateria de forma dràstica, amb resultats positius amb bateries en el sector de la telefonia mòbil. I també obre les portes al disseny de

supercondensadors, amb la importància d'aprofitar els pics de voltatge, que incloguin grafè per a incrementar la seva conductivitat.



Il·lustració 11: Estructura bidimensional del grafè

3.1 Anàlisi final i conclusions

Després d'haver vist un resum sobre els diferents tipus de bateria, en la Taula 2 hi trobem un resum final per ajudar a aclarir les coses.

Especificacions	Plom i Àcid	NiMH	Ió Liti
Energia específica (Wh/Kg)	30-50	60-120	90-240
Resistència interna (mΩ)	<100 per 12V	200-300 per 6V	25-150 per cel·la
Cicles de càrrega (80% de capacitat)	200-300	300-500	500-2000
Temps de càrrega mínim	8h	2h	<1h
Auto-descàrrega/mes (25°)	5%	30%	<10%
Voltatge de cel·la (nominal)	2V	1.2V	3.2-3.7V
Temperatura de càrrega/descàrrega	-20 a 50/-20 a 50°C	0 a 45/-20 a 65°C	0 a 45/-20 a 60°C
Manteniment	Cada 3-6 mesos	Cada 60-90 dies	No cal
Requeriments de seguretat	Estabilitat tèrmica	Estabilitat tèrmica, fusible de seguretat	Circuit de protecció obligatori
Toxicitat	Molt Alta	Baixa	Baixa

Taula 2: Comparació de les característiques de les bateries estudiades prèviament

Com es pot observar, no és d'estranyar que les bateries d'ió liti siguin l'opció més utilitzada en l'actualitat. Presenten una variació major que els altres tipus en algunes característiques com l'energia específica o els cicles de càrrega, però això és degut als diferents tipus de materials que es poden utilitzar en la seva construcció.

En funció del pressupost i de les necessitats, es podrà escollir el tipus de bateria d'ió liti que millor realitzi la funció del producte final.

3.2 Dimensionament de la bateria d'un vehicle elèctric

Tot hi que en aquest treball no dimensionarem la bateria requerida per al vehicle elèctric, farem un breu resum de com es realitza aquest procés i dels aspectes que s'han de tenir en compte. El sistema de bateries d'un vehicle consisteix en un conjunt de cel·les connectades tant en sèrie per a obtenir el voltatge necessari, com en paral·lel per a obtenir la capacitat necessària.

Per a calcular el numero de cel·les a utilitzar, podem seguir els següents dos mètodes:[10]

- I. Guiant-nos per el voltatge de tall mínim (LCV) requerit per a l'alimentació i el voltatge nominal de cada cel·la, podem trobar el numero de cel·les en sèrie requerides.

$$\frac{LCV}{V_{cel\cdot la}} = n^{\circ} cel \cdot les en sèrie$$

Equació 2

- II. Utilitzant la corrent mitja de descàrrega (I_{avg}), trobem el número de cel·les en paral·lel.

$$\frac{T[h] * I_{avg}}{Capacitat\ bateria[A * h]} = n^{\circ} cel \cdot les en paral \cdot lel$$

Equació 3

Per a conèixer quina capacitat necessitem, tenim que:

$$E = V * C$$

Equació 4

on:

- E = Energia [W*h]
- V = tensió nominal [V]
- C = capacitat [A*h]

Sabent l'energia total requerida podem trobar la capacitat necessària. La potència requerida variarà en funció del vehicle, les seves necessitats i el pressupost disponible, ja que tot afectarà la seva autonomia. Per a calcular l'autonomia s'utilitzen simulacions realitzant cicles de conducció urbans i cicles rurals. Coneixent el conjunt de forces que afecten el vehicle trobem la potència que realitzen les rodes del vehicle, i sumant les pèrdues mecàniques i de rendiment trobem la potència que consumeix el vehicle per a desplaçar-se.

També podem calcular la resistència interna de les bateries. Tenint en compte que la resistència mitja d'una cel·la d'ió liti és de 100mΩ (Taula 2):

$$R_i = 0.1[\Omega] * \frac{\text{Cel·les en sèrie}}{\text{Cel·les en paral·lel}} [\Omega]$$

Equació 5

Finalment, el temps de càrrega de les bateries seria el següent:

$$T_{\text{càrrega}} = \frac{\text{Capacitat Bateries}}{\text{Intensitat de càrrega}}$$

Equació 6

4. El motor elèctric

4.1 Introducció als motors elèctrics

Aquest capítol està dedicat a explicar les característiques i el funcionament dels diferents tipus de motor elèctric que tenim com a opció per a escollir, analitzant les seves virtuts i desavantatges per a poder més tard realitzar una decisió final sobre quin motor escollir.

Els motors en qüestió que es discutiran són els motor síncron d'imants permanents AC (PMSM) i el motor AC d'inducció. El motiu per el que s'ha descartat des d'un principi les diferents opcions que treballen amb DC és perquè aquesta classe de motors (DC) presenten l'avantatge de ser més barats i fàcils d'aconseguir i d'instal·lar. Però les seves desavantatges, com el baix valor de voltatge, que equival a menys potència, major complexitat d'implementació o les baixes prestacions al augmentar la càrrega a la que estan sotmesos fan que siguin poc pràctics en un vehicle comercial, especialment enfront de les altres opcions disponibles.

Per tant escollirem entre els dos tipus de motors AC més utilitzats actualment en la indústria de l'automoció. El motor AC d'inducció és el més utilitzat ja que es tracta del motor 'clàssic' i polivalent. El major exemple de cotxe elèctric que utilitza aquest motor és la gamma completa de vehicles 'Tesla', la companyia pionera en la comercialització i globalització del mercat de vehicles totalment elèctrics.

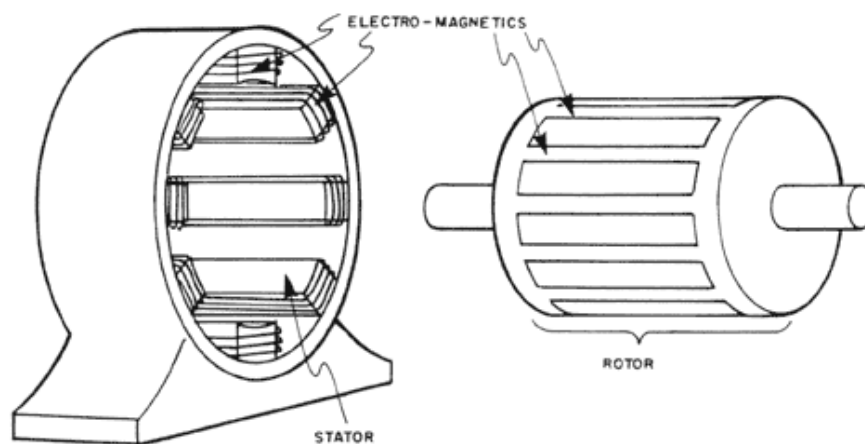
Pel que fa al PMAC, es tracta d'un motor que ha començat a entrar en el punt de mira aquests últims anys ja que la seva producció era molt costosa degut a la dificultat i preu d'aconseguir els imants necessaris per al seu funcionament. Però ara es poden aconseguir de forma més barata, eliminant la principal barrera que separava els fabricants d'automòbils d'aquest motor. L'exemple més conegut que l'utilitza seria el Nissan LEAF, el cotxe elèctric més venut en el món.

4.1 Motor d'inducció AC

El motor d'inducció és un motor del tipus 'asíncron', anomenat així degut a que la seva velocitat de rotació es inferior a la seva velocitat síncrona. Es poden distingir dos parts principals en el motor: el rotor i el estator. Poden tenir un

numero variable de fases depenent de l'ús que se li vulgui donar, tot hi que en el cas del vehicle elèctric sempre seran trifàsics.

En el motor trifàsic, el estator es tracta d'una estructura circular estacionaria formada per un conjunt de bobinats, de forma que recobreixen la superfície interior d'aquest component. El rotor en canvi, es la part mòbil del motor. Està format per un conjunt de lamine de materials conductors com l'alumini o el coure en la superfície exterior d'un element cilíndric que es troba en l'interior del estator. Com diu el seu nom, aquesta part del motor 'rotarà', girarà al voltant del seu eix a l'interior del estator. La rotació del rotor farà rotar també l'eix de transmissió, que va unit a ell des de l'exterior del motor, i en conseqüència permetrà transportar aquesta potencia a les rodes.[11]



Il·lustració 12: Estator i rotor en un motor d'inducció

Per a que es creï aquesta rotació, i en conseqüència es transmeti aquesta força a les rodes, l'alimentació en AC proveïda al estator crea un camp magnètic que rota en oscil·lació amb les fases de l'alimentació a través del bobinat. En els metalls conductors del rotor llavors s'induirà un camp magnètic, degut al corrent que passa a través del estator i s'induirà un camp magnètic al rotor que intentarà seguir al del estator per a estar en fase. Considerant que es tracta d'una màquina trifàsica, aquests electroimants tant del rotor com l'estator estaran distribuïts per parelles en una posició oposada entre elles i en la seva forma més comuna hi haurà 6. La velocitat a la que rota el camp magnètic és la velocitat síncrona, i es calcula amb la següent equació:[12]

$$n_s = \frac{120f}{p}$$

Equació 7

on:

- n_s és la velocitat síncrona del motor [rpm]
- f és la freqüència de l'alimentació del motor [Hz]
- p és el numero de pols magnètics

Però com hem dit abans, en un motor asíncron el rotor sempre gira a una velocitat inferior a la del camp magnètic generat. Aquesta depèn de la freqüència de l'alimentació alterna i el numero de pols, i vindrà donat en la fulla de característiques del motor en qüestió degut a que és la velocitat real que tindrà el motor segons l'alimentació i la càrrega. La diferencia entre la velocitat síncrona i la real s'anomena lliscament, i segueix la següent relació:

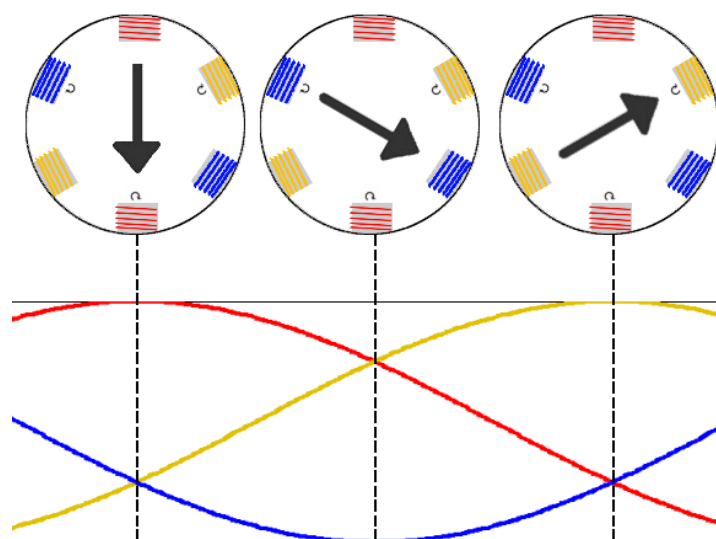
$$s = \frac{n_s - n_r}{n_s}$$

Equació 8

On:

- s és el reliscament o *slip*
- n_s és la velocitat síncrona del motor [rpm]
- n_r és la velocitat de rotació del rotor [rpm]

Cada fase del motor està desfasada 120° entre elles, de forma que la relació entre el camp magnètic generat en el estator i les seves fases és la representada en la il·lustració 13, per a un motor trifàsic amb dos pols.



Il·lustració 13: Camp magnètic generat en el estator.

El valor de la intensitat del corrent serà constant, i variarà seguint la següent relació per a un motor de tres fases i dos pols (il·lustració 13):

$$\begin{cases} i\phi_1(t) = I_M * \sin wt \\ i\phi_2(t) = I_M * \sin(wt - 120^\circ) \\ i\phi_3(t) = I_M * \sin(wt - 240^\circ) \end{cases}$$

Equació 9

I en conseqüència, la densitat de flux magnètic en qualsevol instant determinat serà

$$B(t) = B_{\phi_1}(t) + B_{\phi_2}(t) + B_{\phi_3}(t)$$

Equació 10

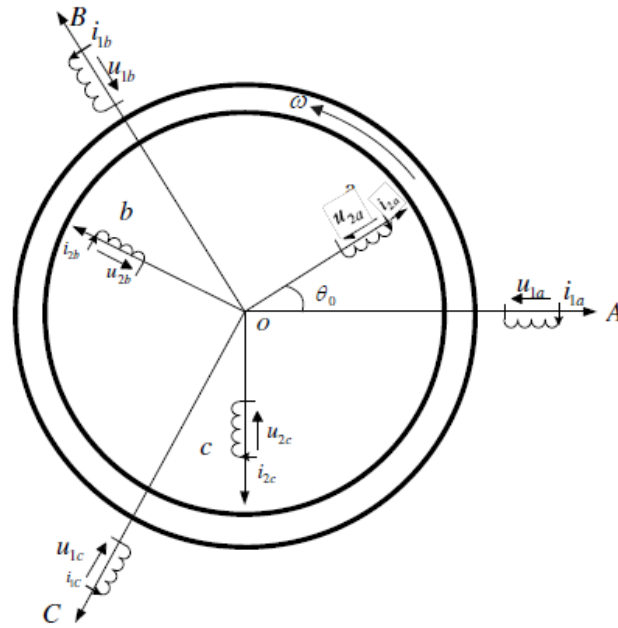
Aquest flux magnètic rotarà en direcció contrària al sentit de les agulles del rellotge. Juntament amb el camp magnètic que es generarà de la mateixa forma al rotor, obtindrem el parell que transmetrà aquesta força a les rodes del cotxe:

$$\tau_{ind} = k B_R \times B_S$$

Equació 11

On:

- τ_{ind} = parell induït [Nm]
- k = constant
- B_R = camp magnètic generat en el rotor [T]
- B_S = camp magnètic generat en el estator [T]



Il·lustració 14: Model físic d'un motor trifàsic d'inducció AC

Seguint la il·lustració 14, el model físic d'un motor d'inducció pot ser expressat segons les següent equacions:[13]

$$u = Ri + L \frac{di}{dt} + \omega_r \frac{\partial L}{\partial \theta_0} i$$

Equació 12

$$\frac{\partial \theta_0}{\partial t^2} = \frac{\partial \omega_r}{\partial t} = \frac{1}{J} (T - T_L) = \frac{1}{J} \left(\frac{1}{2} i^T \frac{\partial L}{\partial \theta_0} i - \tau_L \right)$$

Equació 13

On:

- $U = [U_A, U_B, U_C, U_a, U_b, U_c]^T$ i representa el vector dels voltatges del estator i rotor [V]
- $i = [i_A, i_B, i_C, i_a, i_b, i_c]^T$ i representa el vector del corrent del estator i rotor [A]
- $\omega_r = \frac{d\theta_0}{dt}$ i representa la velocitat angular de rotació [rad/s]
- J representa el moment d'inèrcia total [kg*m²]
- τ_L representa el parell a la càrrega [Nm]
- $R = \text{diag}[R_1 \quad R_1 \quad R_1 \quad R_2 \quad R_2 \quad R_2]$, on R_1 és la resistència del debanat del estator i R_2 del debanat del rotor [Ω]

$$L = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \end{bmatrix}, \text{ on } L_{11} = \begin{bmatrix} L_A & L_{AB} & L_{AB} \\ L_{AB} & L_A & L_{AB} \\ L_{AB} & L_{AB} & L_A \end{bmatrix} \text{ i } L_{22} = \begin{bmatrix} L_a & L_{ab} & L_{ab} \\ L_{ab} & L_a & L_{ab} \\ L_{ab} & L_{ab} & L_a \end{bmatrix} \text{ i } L_{12} =$$

$$L_{21}^T = M \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ \cos(\theta - 120^\circ) & \cos \theta & \cos(\theta - 120^\circ) \\ \cos(\theta + 120^\circ) & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

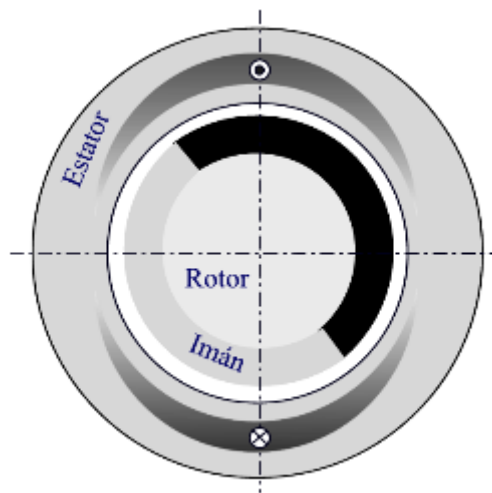
- L_A, L_a = Auto-inductància del estator i rotor [H]
- L_{AB}, L_{ab} = inductància mútua del estator i rotor [H]
- M = inductància mútua entre el estator i el rotor [H]

4.2 Permanent magnet AC motor (PMSM)

El motor d'imants permanents és un motor caracteritzat pel fet de que el rotor produeix un camp magnètic sense dependre de la inducció electromagnètica. Això és degut a que els electroimants del rotor són substituïts per imants de terra rara. La terra rara és la col·lecció d'elements químics metàl·lics de la taula periòdica formada per l'escandi, l'itri i els lantànids. Un exemple d'imant utilitzat és l'imant de neodimi. Aquests imants són el tipus d'imants més potents, generant valors que superen els 1.4 T ($\text{kg} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{C}^{-1}$) mentre que els imants actuals utilitzats en la indústria, com els de ferrita o ceràmics es mouen en valors d'entre 0.5 i 1. [14]

Es tracta d'un tipus de motor similar al motor d'inducció AC, format per el rotor i el estator. En el estator, que es tracta de la part externa, hi trobem unes bobines que actuen com a electroimants quan circula corrent a través d'elles, i això crea un camp magnètic amb un mòdul i direcció que varia juntament amb l'ona sinusoïdal.

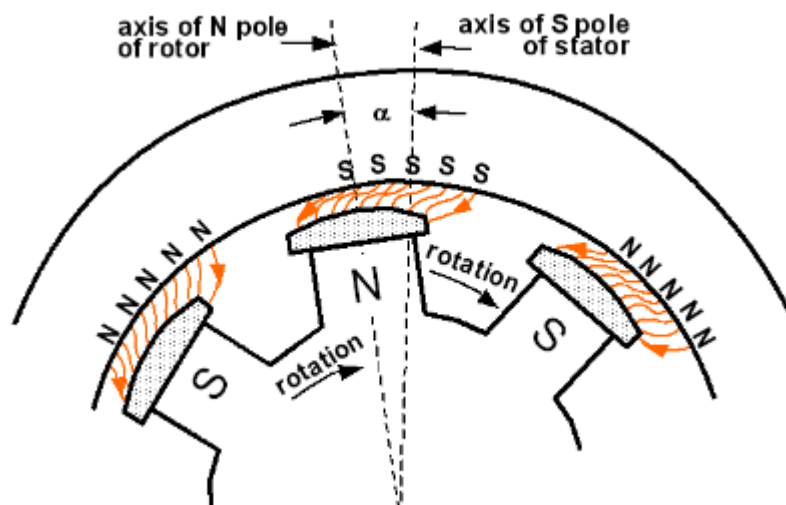
En el rotor, com hem dit, hi trobem imants permanents en comptes d'electroimants. Poden trobar-se en la superfície del rotor o a l'interior, i aquesta localització afectarà al rendiment del motor, així com al mètode de control a utilitzar. Aquests creen un potent camp magnètic propi en el rotor que estarà alineat amb el camp magnètic del estator quan no hi hagi càrrega. Quan se li apliqui una càrrega, i s'augmenti la freqüència del camp magnètic generat en el estator, el rotor girarà a la mateixa velocitat que aquest camp magnètic generat de forma quasi-perfecta. Igual que en el motor d'inducció, el parell serà produït per el moviment del rotor.



Il·lustració 15: Esquema bàsic de les parts d'un motor PMSM

Que el rotor giri a la mateixa velocitat que la del camp magnètic produït en l'estator vol dir, al contrari de com hem vist en el motor d'inducció, que no hi ha lliscament. Recordem que el lliscament era la diferència entre la velocitat de rotació del camp magnètic al estator i la velocitat de rotació del rotor. Com que els dos valors són iguals, diem que no hi ha lliscament. Per això serà un motor de tipus síncron.

Hi trobarem una petita diferència entre la direcció del camp magnètic del estator i la del rotor un cop hi apliquem una càrrega com es pot observar en la il·lustració 16, especialment a mesura que incrementem aquesta o s'incrementa la freqüència del camp magnètic, incrementant aquesta petita diferència de fase. Tot hi això la considerarem negligible, ja que el rotor continua girant a la velocitat síncrona i el control electrònic s'encarrega de reduir aquest fet.



Il·lustració 16: Diferència en l'angle del camp magnètic quan es sotmet al motor a una càrrega

Per a modelar un motor del tipus PMSM, el mètode més utilitzat consisteix en realitzar la transformada de Park i treballar amb els diferents valors utilitzant la referència d,q. Si transformem un valor trifàsic en un valor del tipus dq0 trobem:[13]

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} * \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$$

Equació 14

On x pot ser el voltatge o la intensitat, el resultat serà correcte en els dos casos.

Un cop tenim els valors en la referència dq0 podem trobar el model d'un motor PMSM:

$$\begin{cases} v_d = r_s i_d + p \Psi_d - \omega \Psi_q \\ v_q = r_s i_q + p \Psi_q + \omega \Psi_d \\ \Psi_d = L_d i_d + \Psi \\ \Psi_q = L_q i_q \\ \tau_e = 1.5 p_m [\Psi i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \\ J \frac{d\omega_r}{dt} = \tau_e - B \omega_r - \tau_L \end{cases}$$

Equació 15

On:

- Ψ_d, Ψ_q és el flux en l'eix d i q respectivament [Wb]
- L_d, L_q és l'auto-inductància dels eixos d i q [H]
- i_d, i_q és el corrent dels eixos d,q [A]
- v_d, v_q és el voltatge dels eixos d,q [V]
- ω_r és la velocitat angular del motor [rad/s]
- r_s és la resistència del estator [Ω]
- p_m és el nombre de pols del motor
- Ψ és el flux total produït pel PMSM [Wb]
- τ_e és el parell del motor [Nm]
- τ_L és el parell de la càrrega [Nm]
- J és el moment d'inèrcia [$\text{Kg} \cdot \text{m}^2$]

- B és el coeficient de fricció
- p és un operador diferencial

4.3 Conclusions sobre les dues opcions

Després de veure l'estructura i el funcionament de les dues opcions, realitzarem un anàlisi dels punts a favor i en contra de cada tipus de motor per ajudar-nos a prendre una decisió a l'hora de escollir una opció més endavant. Com hem vist, es tracta de dos motors bastant similars entre ells, amb la diferencia que es tracta de síncron contra asíncron, i la construcció i funcionament del rotor.

El motor d'inducció AC:

- La seva eficiència es troba limitada degut a la seva asincronia, i menor densitat energètica degut a la inducció generada en el rotor.
- Major tamany i pes.
- Poden tenir problemes de sobreescalfament, especialment al encendre i apagar-lo, el que pot degradar el seu aïllament i causar curtcircuits o desgast del bobinat.
- Menor preu i major facilitat de construcció.

El motor PMSM:

- Major eficiència, traduïda en menor pèrdues en calor i per tant menor desgast del motor.
- Tecnologia síncrona, aporta millor rendiment dinàmic i precisió en el control de velocitat.
- Els imants permanents creen un flux magnètic superior als electroimants del motor d'inducció, produint un flux magnètic major en el rotor i en conseqüència major densitat de potència i parell produït.
- Calen fabriques especials per a dissenyar motors d'aquest tipus a gran escala degut a la implicació dels imants de terra rara.
- Cost elevat degut novament als imants de terra rara, tot hi que amb l'augment de la demanda per aquests el cost s'està reduint. Major amortització del cost inicial degut a la major eficiència del motor.

Com es pot veure, els dos motors tenen avantatges i desavantatges. El motor PMSM sembla tenir millors prestacions a canvi d'un major preu. Però l'objectiu d'aquest treball es analitzar les tecnologies actuals i tenir en compte les futures tecnologies, i tot hi la velocitat a la que avança la indústria, ser rellevant en el futur més pròxim. Per això, la opció escollida serà el PMSM, ja que el major inconvenient que és el cost i el procés de fabricació poden ser superats a través

d'una major adopció d'aquest tipus de motors, que comportaria major oferta de motors i amb la demanda d'imants de terra rara també acabarien de baixar els preus fins al punt que aquest deixés de ser un inconvenient.

5. Configuració automotriu del vehicle elèctric

5.1 Introducció

La configuració automotriu del cotxe és la disposició del motor en el mateix, i la forma en que es transmet energia d'aquest a les rodes. Com en un vehicle de combustió interna, es disposen de varies opcions per a dissenyar el cotxe, on depenent de la posició del motor i de a quines rodes transmeti l'energia ens trobarem amb certs avantatges i/o inconvenients. Un vehicle elèctric disposa com a mínim d'un motor i en pot tenir més, de forma que, juntament amb el fet que la majoria del pes vindrà donat per les bateries, escollir el millor tipus de configuració automotriu resulta complicat i ve donat per la funció i utilitat que es buscarà en el vehicle.

En aquest capítol s'analitzaran les diverses opcions que se'ns presenten, explicant que significa cadascuna i els seus punts forts i dèbils per a que a l'hora de fer el disseny del controlador puguem escollir la que creiem que es la millor opció. Es tracta d'un factor rellevant perquè té una gran importància en el comportament del cotxe, així com en altres factors importants com consum o preu.

5.2 Configuracions automotrius

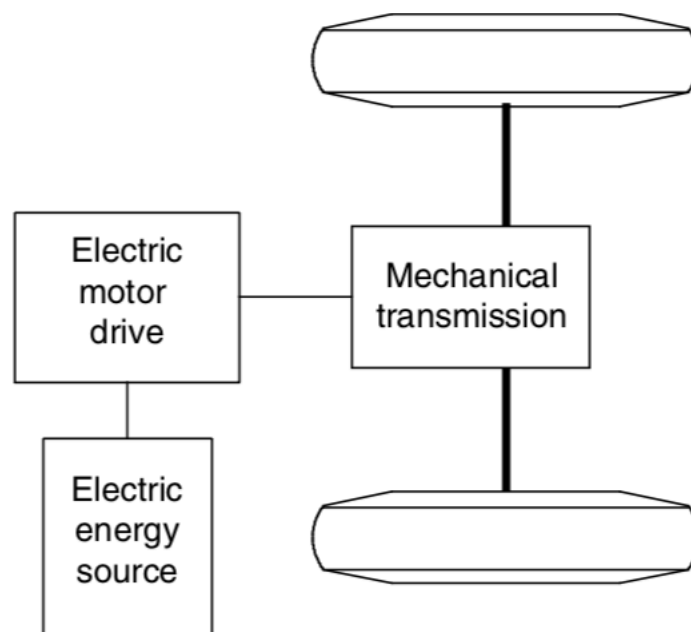
5.2.1 Evolució de la configuració automotriu en el vehicle elèctric

Si parléssim d'un vehicle amb motor de combustió interna, les opcions que plantejaríem en aquest capítol serien les esperades: Tracció davantera o FWD, tracció posterior o RWD i tracció a les quatre rodes o 4wd. A més, en cada tipus podríem escollir entre posicionar el motor en la part davantera, central o posterior del vehicle. Tot això tindria uns efectes en la conducció, consum i preu del vehicle.

En el vehicle elèctric, si substituïm la posició del motor per la de les bateries ens trobem amb un panorama similar, però molt diferent alhora. Primer perquè les bateries es poden distribuir ocupant l'espai de forma molt més efectiva ja que a diferencia del bloc motor del cotxe amb ICE, es poden repartir a través del cotxe

distribuint el pes i optimitzant l'espai que ocupen. I més interessant, la configuració del motor del cotxe elèctric no pot variar únicament respecte si la tracció és davantera o posterior; també podem distingir entre utilitzar un sol motor per transmetre la potència a través d'un diferencial, o bé tenim la opció d'utilitzar motors inclosos dintre de les rodes, coneguts com *in-wheel motors*. Es tracta d'una opció no possible en els vehicles de motor de combustió interna degut al tipus de motor utilitzat, i que obre un ampli ventall de possibilitats, pel fet de poder utilitzar aquest tipus de motors en les rodes de davant o darrere i crear una espècie de tracció davantera/posterior sense necessitat d'elements mecànics com el diferencial. També tenim la possibilitat d'incloure els motors en les quatre rodes i llavors tindrem tracció a les quatre rodes.

En els inicis del vehicle elèctric, la seva configuració automotriu era la mateixa que la d'un vehicle amb ICE. Com es pot veure en la il·lustració 17, el disseny del seu tren de potència consistia únicament en substituir el dipòsit de gasolina i el ICE per les bateries i el motor elèctric. Això tenia molts inconvenients, com un baix rendiment, alt pes o poca flexibilitat a l'hora de dissenyar el vehicle, el que va causar que aquesta configuració deixés d'utilitzar-se.[15]



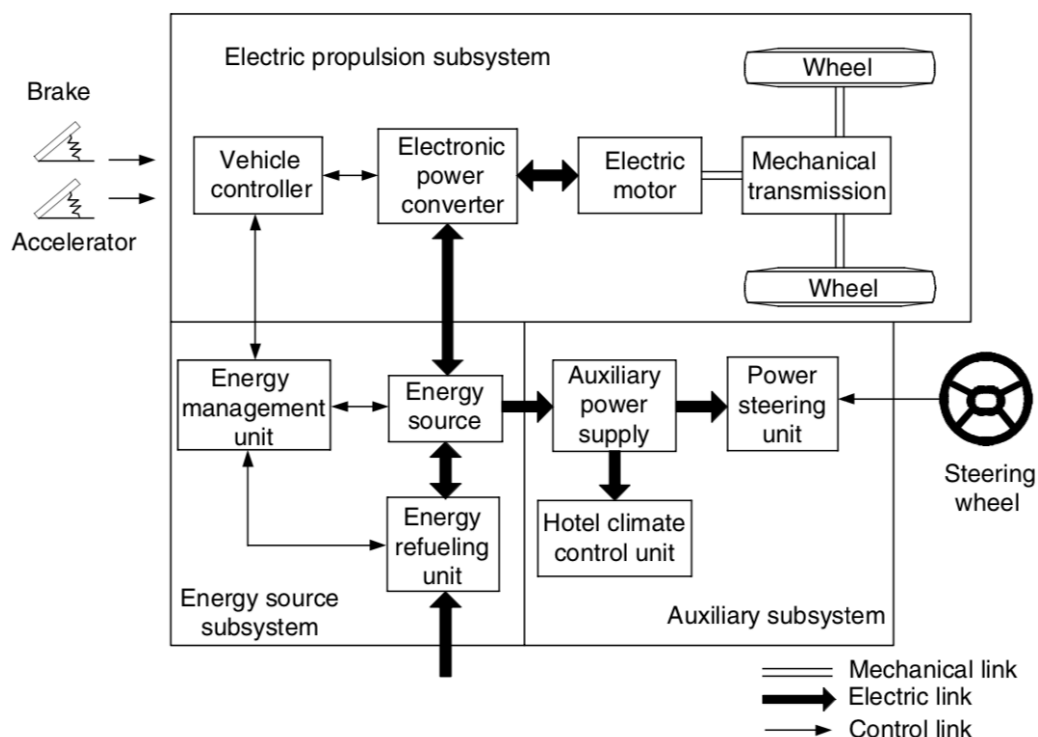
Il·lustració 17: Concepte inicial del tren de potència en un vehicle elèctric

En els vehicles moderns, per a cada vehicle elèctric es dissenya una carrosseria pròpia i s'adapta la posició dels diversos elements d'acord a les necessitats i

prestacions del vehicle en qüestió. Això permet a més una major flexibilitat en l'ús de configuracions automotrius alternatives, i al poder dissenyar el vehicle entorn aquesta configuració, s'obté major rendiment.

El tren de potència dels vehicles elèctrics moderns consisteix en tres subsistemes principals, com es pot observar en la il·lustració 18: el motor elèctric, la font d'energia i el sistema auxiliar. El sistema del motor elèctric està format per un controlador electrònic, un convertidor d'electrònica de potència, el motor elèctric, la transmissió mecànica i les rodes. La font d'energia inclou la font d'alimentació, el sistema de gestió de les bateries (o BMS) i el sistema de recàrrega de les bateries. El subsistema auxiliar consta de la direcció assistida, el sistema de ventilació i la línia d'alimentació de baix voltatge auxiliar.

El funcionament d'aquest conjunt es basa en el input rebut del pedal de l'accelerador i del de frenada. Basat en els valors rebuts d'aquests, el controlador electrònic del motor regula el flux d'energia elèctrica entre el motor i la font d'energia. Aquesta transmissió d'energia bidireccional pot incloure la frenada regenerativa, creant un voltatge en sentit invers al estàndard i emmagatzemant l'energia produïda en les bateries o supercondensadors, prèviament adaptats per a rebre energia.



Il·lustració 18: Sistema de propulsió elèctric general d'un vehicle modern

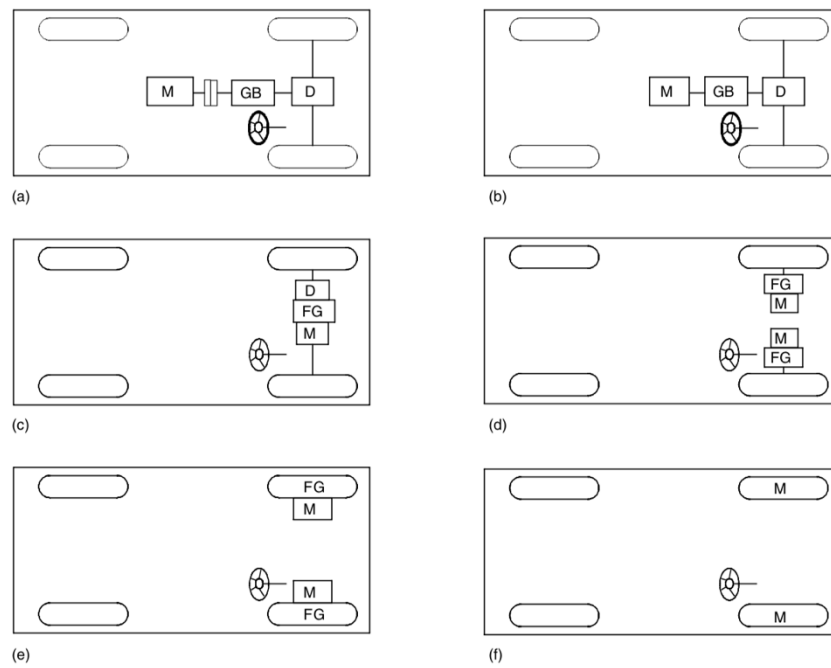
El subsistema de la font d'energia s'encarrega de proporcionar o rebre l'energia en funció de les instruccions del controlador electrònic i permet recarregar el

vehicle. El subsistema auxiliar proporciona voltatge de diferents valors per als sistemes auxiliars del vehicle com la direcció assistida, sistema de climatització o radio.

5.2.2 Diferents configuracions automotrius utilitzades en l'actualitat

En la il·lustració 19 es poden observar de forma gràfica les diferents opcions a l'hora de dissenyar el sistema de propulsió, tenint en compte les tecnologies disponibles en l'actualitat per a l'indústria de l'automoció, que són aquelles analitzades teòricament en els apartats previs.[15]

- a) El motor elèctric substitueix el ICE. Està connectat a un embragatge, caixa de canvis i un diferencial. Aquests dos primers elements poden ser substituïts per una transmissió automàtica.
- b) Configuració similar a la anterior, però utilitzant una caixa de canvis amb una sola marxa. Simplifica i redueix el tamany i pes del conjunt, però presenta varies limitacions bastant importants en un vehicle comercial.
- c) Configuració utilitzada per a reduït l'espai ocupat consistent en alinear el motor, una caixa de canvis d'una sola velocitat i el diferencial amb les rodes, eliminant elements mecànics necessaris.
- d) En aquesta nova simplificació, es substitueix el diferencial per l'ús de dos motors elèctrics diferents per a cada roda, en conjunt amb una caixa de canvis d'una velocitat per a cadascú. Mitjançant el control electrònic, es podrà variar la velocitat de cada motor per a que les rodes girin a velocitats diferents durant el pas per corba.
- e) La següent configuració inclou per primer cop el sistema del in-wheel motor, introduint la caixa de canvis dintre de la roda per incrementar l'espai útil dins de l'automòbil. L'ús d'aquest mètode va lligat a la utilització d'engranatges planetaris o epicicloïdals en el sistema de transmissió, per variar el parell creat i incrementar el rendiment del vehicle a baixes o altes velocitats.
- f) El sistema de propulsió més compacte fins al moment, elimina tots els elements mecànics que es troben entre el motor i la roda. Es connecta el rotor directament a la roda i en conseqüència giren a la mateixa velocitat. La desavantatge d'aquest mètode és que el motor necessita produir un parell major per accelerar el vehicle ja que no disposa de l'ajuda dels engranatges del sistema de transmissió.



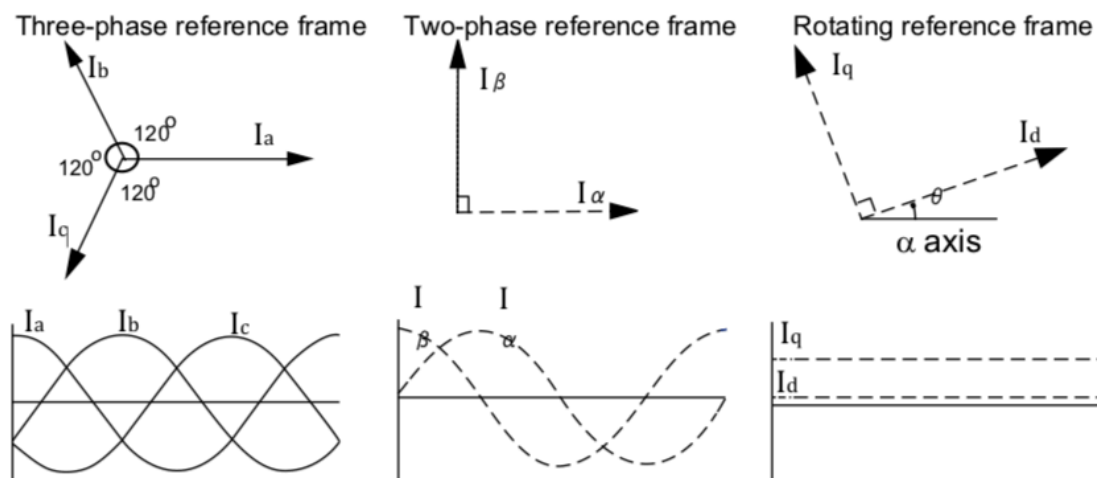
Il·lustració 19: Diferents configuracions automotrius utilitzades en la indústria del vehicle elèctric

6. Sistema de control del motor

6.1 Introducció

En aquest capítol, parlarem de totes les implementacions requerides per a controlar el motor i donarem la informació necessària per a poder dissenyar i simular més endavant tots aquests conceptes. A continuació, es farà un resum ràpid del que contindrà.

En el anàlisis del motor elèctric, ens hem decidit per el PMSM com a opció. El control del motor varia d'un tipus de motor a un altre, i per tant dissenyarem un controlador que compleixi la funció de controlar el PMSM, però que no servirà per un motor d'inducció AC. El mètode que s'emprarà per al control del motor serà el del control de la orientació del camp magnètic, o FOC. Es tracta del mètode més popular per a controlar PMSM, i converteix les dades obtingudes en un sistema de referència trifàsic en dades d'un sistema de referència constant en el temps amb dos eixos ortogonals i rotacionals.[16]



Il·lustració 20: Conversió d'un sistema trifàsic en un sistema de dos variables rotacional i ortogonal.

6.2 El mètode de control FOC.

El FOC és un mètode de control que consisteix en controlar els corrents del estator representats per un vector. Aquest mètode es basa en trobar

matemàticament unes projeccions que transformen un sistema trifàsic que depèn del temps i la velocitat i on aquests varien constantment, en un sistema amb dos coordenades (d i q) que componen un eix rotacional ortogonal i que es manté constant en el temps.[16]

Tindrem dos inputs en el sistema de control, que seran el parell (assignat a la constant q i donat per l'accelerador del cotxe) i el flux magnètic (assignat a la constant d), i seran comparats amb els valors actuals del motor. Aquesta comparació es podrà realitzar gràcies a dues transformades matemàtiques que explicarem a continuació, i la comparació es durà a terme mitjançant un control PID. Realitzarem una anti-transformada i finalment obtindrem les tres fases del voltatge desitjat a la sortida de l'inversor mitjançant la modulació per SVPWM.

Gracies a l'ús de microcontroladors i al fet de que simplement estem treballant amb transformades matemàtiques, tots aquests càlculs es realitzen de manera quasi instantània. Sumat a la alta freqüència de rellotge de la que disposen els microcontroladors actuals, permet treballar amb els canvis de valor instantani de forma constant, i aconseguir un control precís tant en règim estacionari com en règim dinàmic.

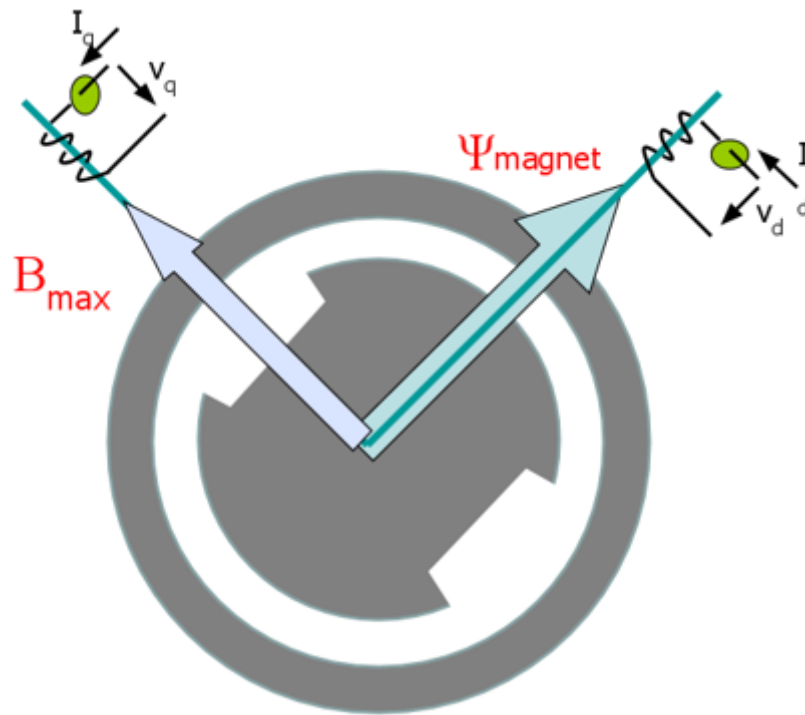
El parell produït en un motor síncron és equivalent al producte vectorial del camp magnètic del estator i el camp magnètic del rotor:

$$\tau_{ms} = \vec{B}_{estator} \times \vec{B}_{rotor}$$

Equació 16

Amb aquesta equació podem deduir un dels objectius que volem aconseguir amb el control del motor: que el camp magnètic del rotor i el del estator siguin ortogonals entre ells. Matemàticament, el valor del parell serà màxim quan l'angle sigui de 90°, ja que $\sin(90) = 1$.

Si s'aconsegueix mantenir aquest angle entre els dos camps magnètics constantment a 90°, generarem en tot moment el parell màxim i el motor donarà la millor resposta possible en tot moment, sense tenir en compte la força contraelectromotriu que es generarà.



Il·lustració 21: Representació gràfica dels valors de referència a controlar

6.3 Definició i projecció de l'espai vectorial

El voltatge, corrent i flux d'un motor AC trifàsic per ser analitzat utilitzant vectors espacials complexos. Per a utilitzar aquest mètode de control, haurem d'utilitzar els corrents de fase del motor. Assumint que i_a, i_b, i_c són els valors de corrent instantanis en el estator, el vector de corrent en el estator \vec{i}_s és definit per:[17]

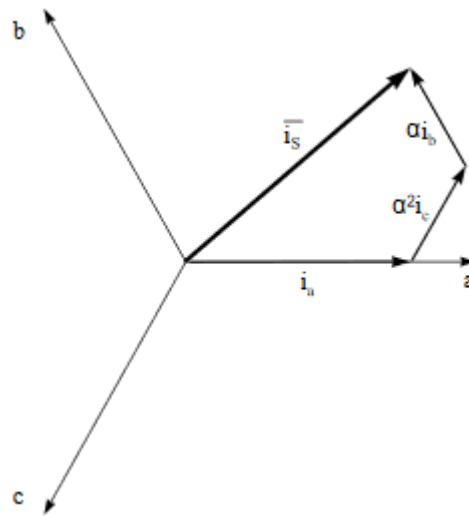
$$\vec{i}_s = i_a + \alpha i_b + \alpha^2 i_c$$

Equació 17

On:

- $\alpha = e^{j\frac{2}{3}\pi}$
- $\alpha^2 = e^{j\frac{4}{3}\pi}$

Aquesta equació representa els vectors espacials com es pot observar el la il·lustració 22:



Il·lustració 22: Representació espacial del vector corrent i els seus components

6.4 La transformada de Clarke

La transformada de Clarke es una transformada matemàtica consistent en traslladar valors d'un sistema trifàsic a un sistema de dos eixos ortogonals i estacionaris. Converteix les magnituds a, b, c en dues magnituds α, β . [18][19]

La transformada de Clarke és expressada per les següents equacions:

$$I_{\alpha} = \frac{2}{3} (I_a) - \frac{1}{3} (I_b - I_c)$$

Equació 18

$$I_{\beta} = \frac{2}{\sqrt{3}} (I_b - I_c)$$

Equació 19

On:

- I_a, I_b i I_c són els valors trifàsics
- I_{α}, I_{β} són valors del sistema de referencia estacionari ortogonal

Quan I_a es troba superposada amb I_{α} i la suma de $I_a + I_b + I_c$ és igual a zero, I_a, I_b i I_c poden ser transformades en I_{α}, I_{β} seguint les següents relacions:

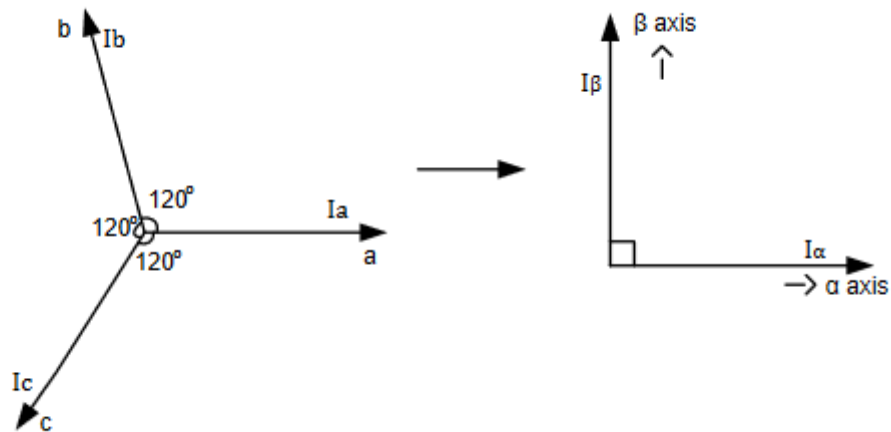
$$I_{\alpha} = I_a$$

Equació 20

$$I_{\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} (I_a + 2I_b)$$

Equació 21

On $I_a + I_b + I_c = 0$



Il·lustració 23: La transformada de Clarke

6.5 La anti-transformada de Clarke

La anti-transformada de Clarke consisteix en transformar un sistema un sistema de referència estàtic ortogonal de dos eixos en un sistema estacionari de tres eixos. Està definit per les següents equacions:[18][19]

$$V_a = V_{\alpha}$$

Equació 22

$$V_b = \frac{-V_{\alpha} + \sqrt{3} * V_{\beta}}{2}$$

Equació 23

$$V_c = \frac{-V_{\alpha} - \sqrt{3} * V_{\beta}}{2}$$

Equació 24

On:

- V_a, V_b, V_c són valors de voltatge trifàsics

- V_α, V_β són valors en un sistema de referència estacionaria ortogonal

6.6 La transformada de Park

Seguidament després de la transformada de Clarke, hi trobem la transformada de Park. Utilitzant els dos valors obtinguts en un sistema de referència estàtic ortogonal, són convertits mitjançant aquesta transformada en dos valors I_d, I_q en un sistema de referència rotatiu, com es pot observar en la il·lustració 24. La transformada de Park es compon de les equacions següents:[18][19]

$$I_d = I_\alpha * \cos(\theta) + I_\beta * \sin(\theta)$$

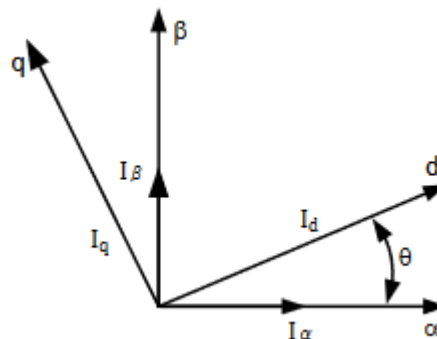
Equació 25

$$I_q = I_\beta * \cos(\theta) - I_\alpha * \sin(\theta)$$

Equació 26

On:

- I_d, I_q són els valors en una referència rotacional
- I_α, I_β són els valors en una referència estacionaria ortogonal
- θ és l'angle de rotació



Il·lustració 24: Transformada de Park

6.7 La anti-transformada de Park

La transformada inversa de Park o anti-transformada de Park és el procés invers al realitzat durant la transformada de Park. Els dos valors en un sistema de referència rotacional I_d, I_q , després de ser processats per el PID, són transformats mitjançant aquesta transformada en dos valors I_α, I_β en un sistema de referència estacionari i ortogonal mitjançant les següents equacions:[18][19]

$$I_{\alpha} = I_d * \cos(\theta) - I_q * \sin(\theta)$$

Equació 27

$$I_{\beta} = I_q * \cos(\theta) + I_d * \sin(\theta)$$

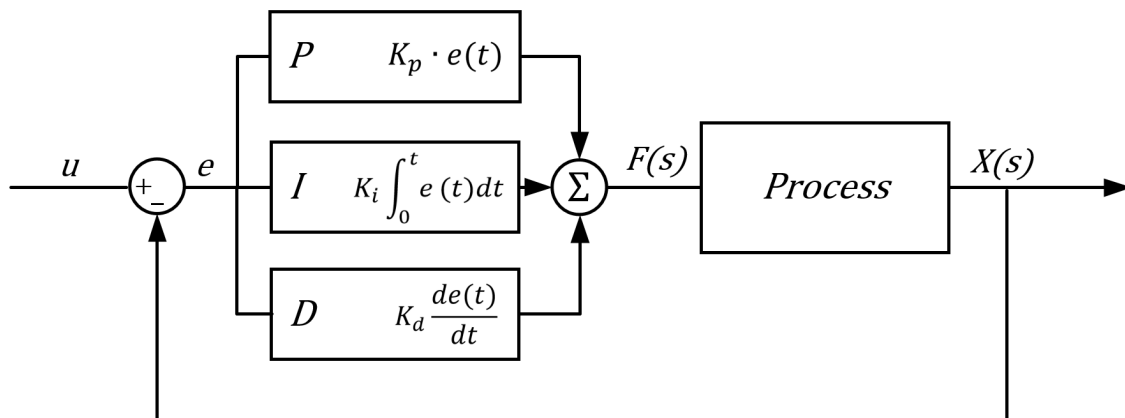
Equació 28

On:

- I_d, I_q són els valors en una referència rotacional
- I_{α}, I_{β} són els valors en una referència estacionària ortogonal
- θ és l'angle de rotació

6.8 El controlador PID

El regulador Proporcional-Integral-Derivatiu (PID) és un mecanisme de control realimentat àmpliament utilitzat en sistemes de control industrials. És un regulador basat en senyal i no necessita un coneixement explícit del procés. La regulació del procés té com a objectiu minimitzar l'error entre el valor de referència desitjant i el valor actual del sistema.[20]



Il·lustració 25: Diagrama de blocs d'un controlador PID

En el nostre cas, tindrem dos valors de referència, I_{qref} i I_{dref} . En I_{qref} serà el valor de referència del parell, i vindrà determinat per la lectura d'un sensor en la palanca de l'accelerador del vehicle. I_{dref} és el valor de referència del flux magnètic del rotor, i en el nostre cas tindrà un valor de 0.

Depenent de l'aplicació i de l'ús que es vulgui donar al motor, controlar el valor de I_{dref} pot ser convenient per fer front a la força contraelectromotriu (o back EMF). Aquesta és una força que s'indueix entre el estator i el rotor quan aquest últim gira amb una velocitat angular elevada, i segons la llei de Lenz la força electromotriu tendeix a oposar-se a la causa que la genera, el que resulta en un

frenat del rotor i que causarà una pèrdua de rendiment important en alguns casos.

Com hem dit, aquest control busca minimitzar l'error entre el valor de referència i el valor actual del sistema. Aquesta minimització la fa combinant tres accions de control: la proporcional, la integral i la derivativa. D'aquí prové el seu nom. Per el seu funcionament es requereix sintonitzar 3 paràmetres: el guany proporcional (K_p), el temps d'acció integral (T_i) i el temps d'acció derivatiu (T_d). Gràcies als sistemes de control digitals, podem utilitzar aquests paràmetres de control tant per a sistemes continus com per a discrets.

El control proporcional consisteix en intentar reduir l'error en estat estacionari fins a 0, utilitzant el producte entre l'error calculat i la constant proporcional. En terme continu segueix la següent equació, utilitzant el valor de referència (SP o setpoint) i el valor actual del sistema (PV o *process variable*)

$$\mu_p(t) = K_p * (bSP(t) - PV(t)) = K_p * e(t)$$

Equació 29

I en terme discret:

$$\mu_p(t_K) = K_p * (bSP(t_K) - PV(t_K)) = K_p * e(t_K)$$

Equació 30

El control integral consisteix en aplicar una variable correctiva en funció no només del valor de l'error present, sinó que també té en compte el temps que fa que perdura l'error, de forma que també incrementa el valor de la resposta que es donarà en funció del temps que porti produint-se l'error. En un sistema continu:

$$\mu_I(t) = \frac{K_p}{T_i} * \int_0^t e(\tau) d\tau = K_i * \int_0^t e(\tau) d\tau$$

Equació 31

En terme discret:

$$\mu_I(t_K) = \mu_I(t_{K-1}) + K_p \frac{T_s}{T_i} e(t_K)$$

Equació 32

El control derivatiu intenta anticipar-se al futur i per a fer-ho no té en compte l'error com a valor absolut, sinó que utilitza un valor de variació de l'error i intenta que aquesta variació de l'error sigui nul·la. Si la part proporcional i integrativa realitzen la seva feina correctament, aquesta part del control suavitzarà la correcció de l'error, però per ella sola mai funcionarà. S'expressa en temps continu de la següent forma:

$$\frac{T_D}{N} \frac{du_D}{dt} + u_D(t) = K_p T_D \frac{d(b * SP(t) - PV(t))}{dt} = K_d \frac{de(t)}{dt}$$

Equació 33

I en terme discret:

$$\frac{T_d}{N} \frac{u_D(t_K) - u_D(t_{K-1})}{T_s} + u_D(t_K) = K_p T_d \frac{b(SP(t_K) - SP(t_{K-1})) - (PV(t_K) - PV(t_{K-1}))}{T_s}$$

Equació 34

on:

- K_p, K_i, K_d són el guany proporcional, integral i derivatiu respectivament
- b és un valor entre 0 i 1
- t_K indica el valor en l'estat actual
- (t_{K-1}) indica el valor de la senyal anterior
- T_s és el període d'adquisició de dades [s]

El període d'adquisició de dades T_s s'ha de seleccionar en funció de la dinàmica del procés a controlar. Existeixen moltes fórmules per a definir el valor, una de les més utilitzades és:

$$T_{95}/15 < T_s < T_{95}/4$$

Equació 35

a on T_{95} és el temps que triga la sortida del procés en arribar al 95% del valor final quan se li aplica un graó a la seva entrada.

A partir de totes les equacions per als tres controls que tenim per separat, podem obtenir l'equació del controlador PID, que serà simplement la suma dels tres controls en temps continu.

$$u(t) = K_p * e(t) + K_i * \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{de(t)}{dt}$$

Equació 36

Per a poder aplicar aquesta equació al nostre sistema, haurem de trobar la funció de transferència corresponent. Es tracta d'una funció matemàtica utilitzada en sistemes de control que ens permetrà conèixer el comportament del nostre sistema per cada valor d'entrada diferent que puguem tenir. En unes altres paraules, per a cada input diferent del sistema, podrem conèixer quin serà el seu output.

Per a convertir l'equació del PID en una funció de transferència, haurem d'utilitzar la transformada de Laplace. Aquesta transformada ens permetrà convertir l'equació que tenim en el domini temporal amb una variable real (t) a una equació en el domini freqüencial amb una variable complexa (s).

$$G_c(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) = K_p \frac{T_i T_d s^2 + T_i s + 1}{T_i s}$$

Equació 37

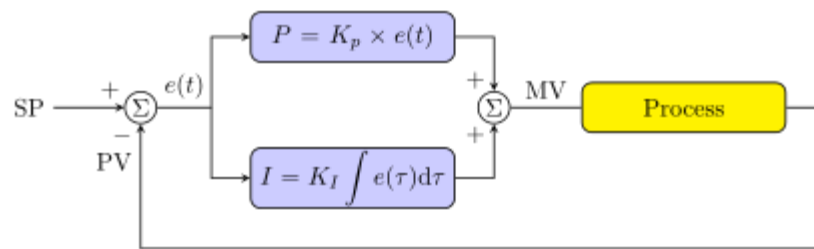
On:

$$\begin{aligned} - \quad T_i &= \frac{K_p}{K_i} \\ - \quad T_d &= \frac{K_d}{K_p} \end{aligned}$$

6.8.1 El controlador PI

Tot hi que el controlador PID sembli ideal per a totes les ocasions degut a la interacció entre les seves tres variables i com interactuen entre elles, no sempre serà la millor opció per a tots els sistemes. En el nostre cas, el controlador proporcional i l'integral són útils per a obtenir un control amb la màxima precisió, però el control derivatiu pot suposar un problema més que una avantatge. Eliminar aquest terme reduirà la velocitat de resposta del nostre sistema a canvis bruscos entre el valor del sistema i el de la consigna, o accelerador. Però el control derivatiu té el defecte de que és afectat de forma greu per el soroll, ja que aquest són pics d'altres freqüències de duració molt curta, però degut a la naturalesa d'aquest control les altes freqüències tenen un efecte molt important, i poden suposar una causa d'inestabilitat en el sistema. Eliminar

aquest terme també aporta la avantatge d'una simplificació del sistema de control.



Il·lustració 26: Sistema de control PI

Partint de les equacions per a les parts proporcionals i integrals obtingudes en el PID, l'equació per al PI en el domini freqüencial serà la següent:

$$G_{OL}(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) = K_p \frac{T_i s + 1}{T_i s}$$

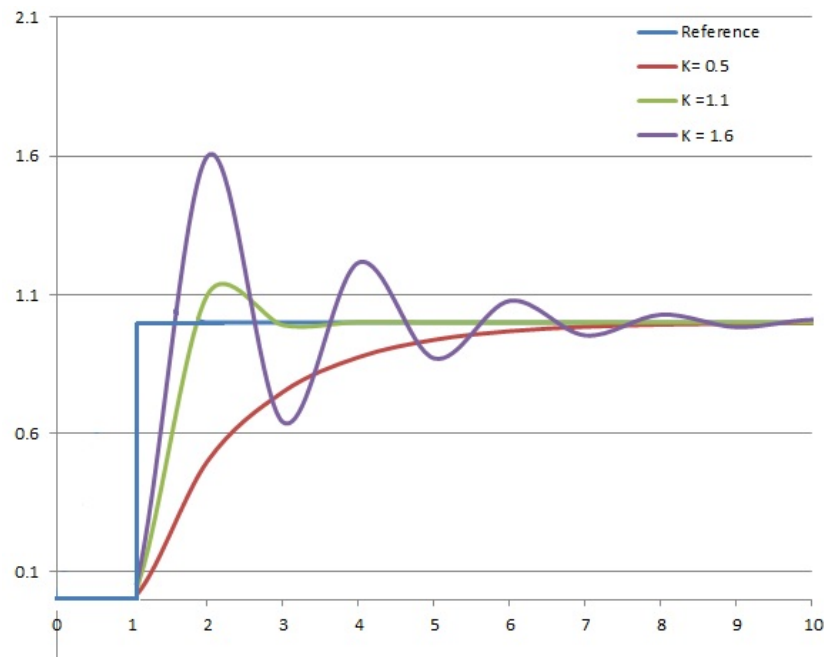
Equació 38

On:

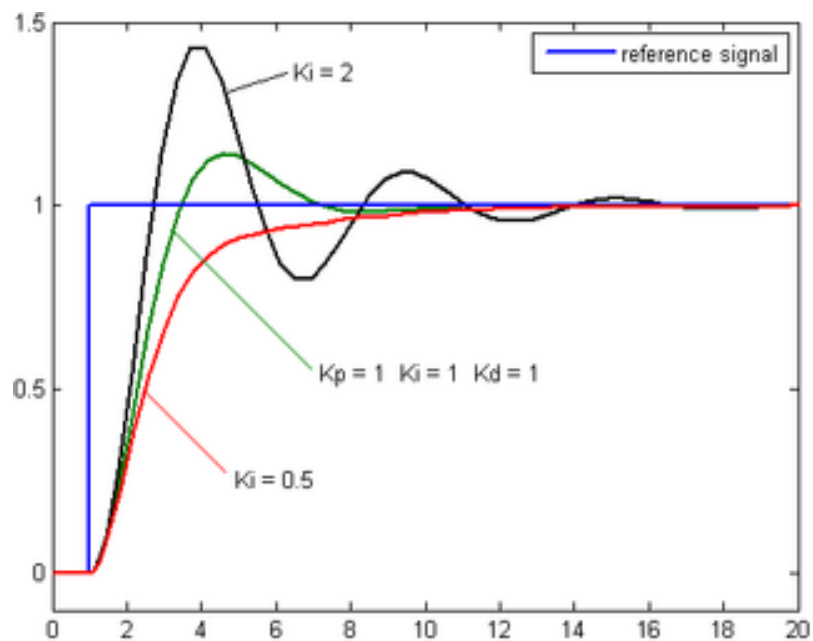
- G_{OL} = Funció de transferència en llaç obert
- $T_i = \frac{K_p}{K_i}$

6.8.2 Ajust dels diferents valors de guany del PI (o PI tuning)

Un cop hem definit el sistema de control a utilitzar i les seves equacions, s'haurà d'assignar un valor a les seves variables per a obtenir la resposta que nosaltres volem en el nostre sistema. Depenent dels valors donats, obtindrem respostes molt variades en el nostre sistema, com es pot observar en les il·lustracions 27 i 28.

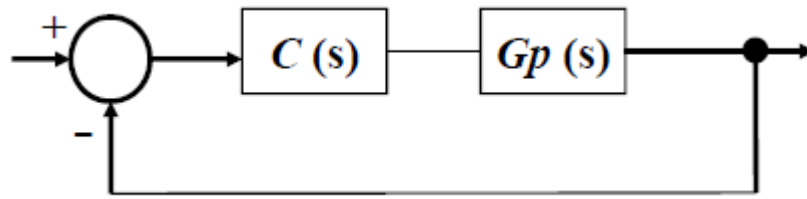


Il·lustració 27: Exemple de resposta d'un sistema PID variant els valors de K_p entre 0.5, 1.1 i 1.6



Il·lustració 28: Exemple de resposta d'un sistema PID variant els valors de K_i entre 0.5, 1 i 2.

Tenint en compte que el model a controlar es pot representar com el de la figura 30, considerem que es tracta un sistema de primer ordre. Per a ajustar aquests valors es poden utilitzar diferents mètodes, incloent un ajust manual on es donen diferents valors fins que s'arriba a una resposta acceptable. Nosaltres parlarem del sistema d'assignació de pols.[21]



Il·lustració 29: Model del sistema a controlar

Partint de la funció de transferència enllaç tancat descrita anteriorment, trobem que la funció de transferència enllaç tancat per a un sistema de primer ordre és:

$$T(s) = \frac{C(s) * G_p(s)}{1 + C(s) * G_p(s)} = \frac{\frac{k * Ki}{\tau}}{s^2 + \frac{(k * Kp + 1)}{\tau} * s + \frac{k * Ki}{\tau}} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2 * \xi * \omega_n * s + \omega_n^2}$$

Equació 39

On:

- ξ és el factor d'esmoreïment
- ω_n és la freqüència natural [rad/s]

El sistema consta de dos pols:

$$(s - p_1) * (s - p_2) = 0$$

Equació 40

$$p_1 * p_2 = \omega_n^2$$

Equació 41

Podem substituir aquestes igualtats en les funcions del guany proporcional i integral:

$$Ki = \frac{p_1 * p_2 * \tau}{k}$$

Equació 42

$$Kp = \frac{-(p_1 + p_2) * \tau - 1}{k}$$

Equació 43

Ara buscarem el valor dels pols del sistema. Volem que siguin conjugats, a 45° cadascun i que la constant de temps sigui K vegades més petita que τ . També seria ideal obtenir la resposta més ràpida possible al mateix temps que mantenim la estabilitat. Per a aconseguir això, treballarem amb un sistema subesmorteït ($\xi < 1$). Si tenim tot això en compte, trobem els següents valors per al sistema:

$$\xi = \frac{\frac{2K}{\tau}}{2\sqrt{2}\frac{K}{\tau}} = \frac{\sqrt{2}}{2}$$

Equació 44

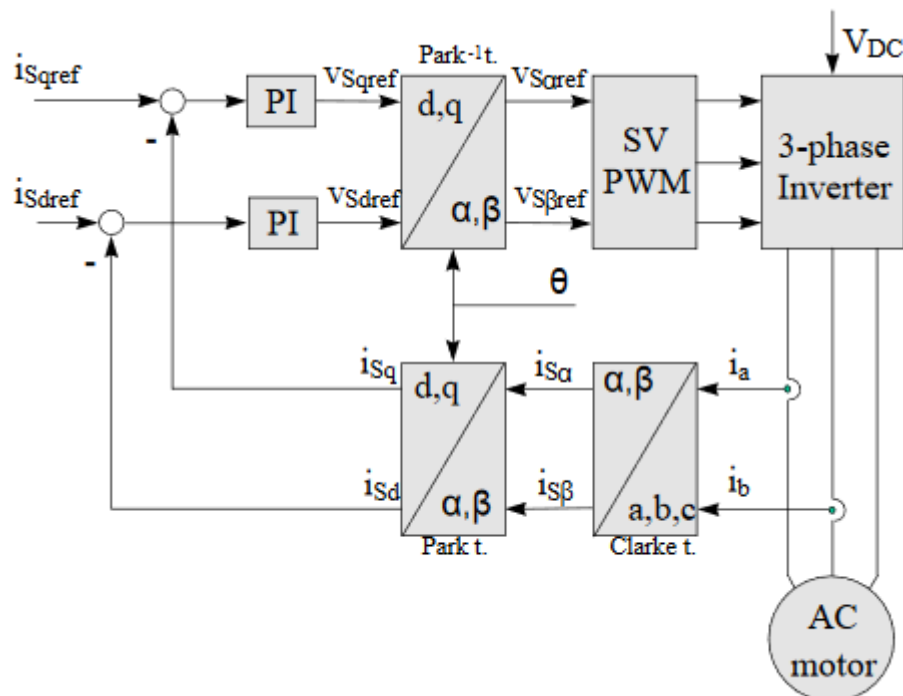
$$Ki = \frac{p_1 * p_2 * \tau}{k} = 2 \frac{K^2}{\tau^2} + \frac{\tau}{k} = 2 \frac{K^2}{\tau * k}$$

Equació 45

$$Kp = \frac{-(p_1 + p_2) * \tau - 1}{k} = \frac{2 \frac{K}{\tau} * \tau - 1}{k} = \frac{2 * K - 1}{k}$$

Equació 46

6.9 Funcionament bàsic del FOC



Il·lustració 30: Esquema general de control d'un motor AC mitjançant el mètode FOC.

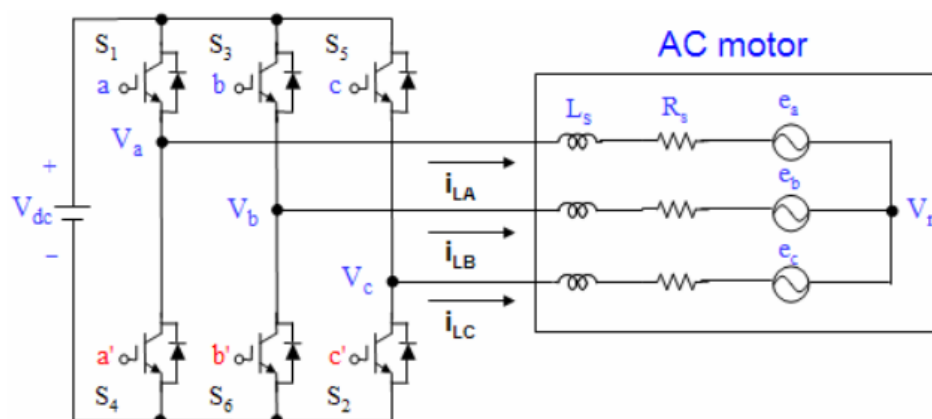
Com es pot veure, es tracta del control del motor enllaç tancat partint de dues intensitats del motor. Per la llei de Kirchhoff, sabem que la suma de les tres intensitats del motor serà igual a zero. Això ens permet utilitzar únicament dos de les tres intensitats i simplificar el circuit i estalviar-nos l'ús d'un sensor. Aquestes intensitats, juntament amb la posició del rotor en cada moment seran els *inputs* del sistema.[17]

Comencem realitzant la transformada de Clarke amb les intensitats i obtenim i_α , i_β . Aquests dos components són transformats llavors per Park juntament amb l'angle del rotor per a obtenir I_d , I_q . Aquests valors són comparats amb la referència del flux del rotor (I_{dref}) i del parell (I_{qref}). Tractant-se d'un PMSM, el flux del rotor ve donat per aquest mateix degut als imants de terra rara i per tant tindrà el valor de 0. Tot hi això, depenent de l'objectiu final, el valor de I_{dref} pot ser modificat per a reduir la força contraelectromotriu produïda al augmentar la velocitat angular del rotor. La referència del parell I_{qref} ve donada, utilitzant un exemple real, per la sortida del sensor de la palanca de l'accelerador del vehicle.

Aquestes intensitats instantànies i de referència són comparades en el PI i obtenim V_{dref} i V_{qref} . Aquests són processats a través de l'anti-transformada de Park, i s'obté $V_{\alpha ref}$, $V_{\beta ref}$. No caldrà realitzar l'anti-transformada de Clarke perquè aquests dos valors obtinguts seran vàlids per a ser controlats mitjançant el SVPWM (Space Vector PWM). Es tracta d'uns càlculs matemàtics que donaran un senyal PWM en l'espai que ens permetrà controlar l'inversor i obtenir els vectors de voltatge necessaris en cada moment al estator.

6.10 L'inversor trifàsic i el Space Vector PWM (SVPWM)

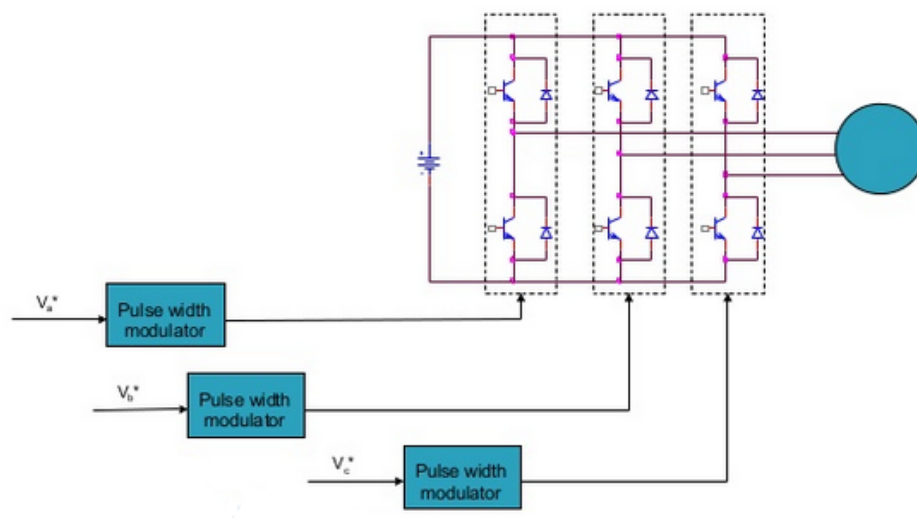
6.10.1 L'inversor trifàsic



Il·lustració 31: Inversor trifàsic

Per a que les bateries, una font d'alimentació en DC, alimentin el motor escollit per al nostre sistema, que treballa amb AC, cal convertir aquest voltatge de DC a AC. Aquesta funció és realitzada per l'inversor. L'inversor és un circuit electrònic que mitjançant l'ús de transistors, converteix DC en AC.

Per a complir aquesta funció, està format per transistors que commuten entre ON i OFF i segons la senyal que reben a través de la porta (Gate). Aquesta commutació generarà un senyal sinusoïdal que tindrà les característiques desitjades gracies a la modulació per SVPWM.



Il·lustració 32: Esquema del control de l'inversor

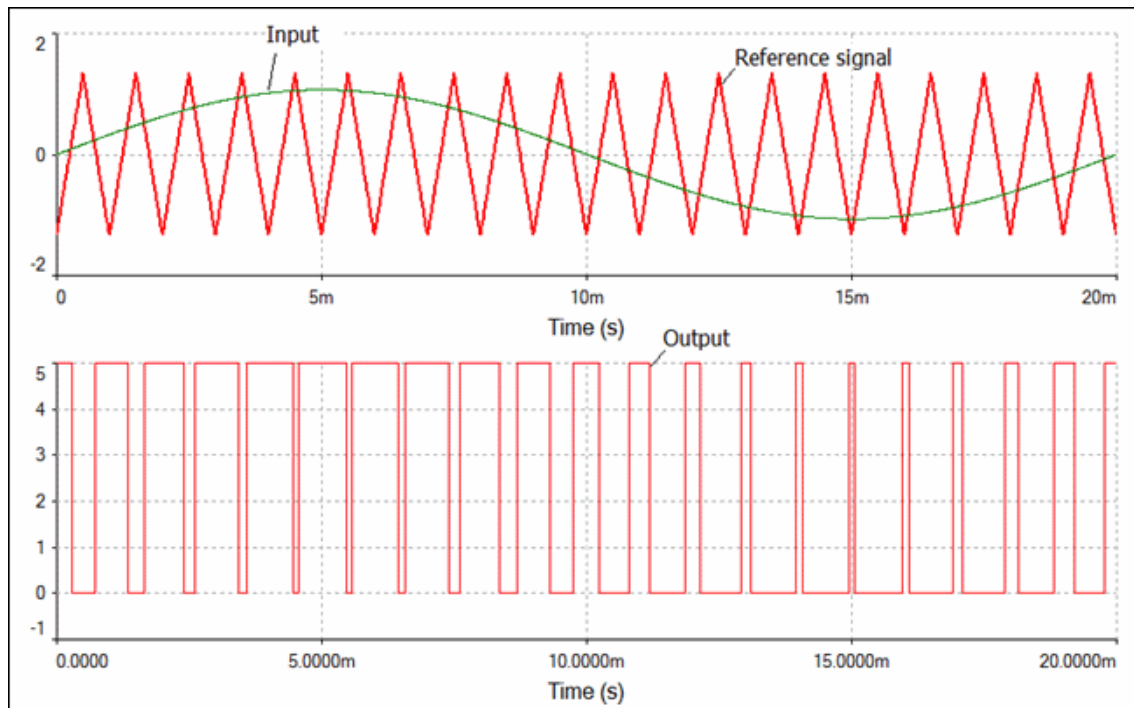
6.10.2 El senyal PWM

Abans d'explicar el funcionament de l'inversor mitjançant el control per SVPWM, definirem breument que és un senyal PWM.

Un senyal PWM (o *Pulse Width Modulation*) és un tipus de senyal quadrat, es a dir, que el seu mòdul només variarà entre dos valors. Aquests dependran del senyal de referència, i existeixen varies formes de generar una senyal PWM. Un exemple n'és el de la il·lustració 33, on es compara un senyal de referència de serra amb una entrada sinusoïdal. Sempre que el valor del voltatge de l'entrada sigui superior al de la referència a la qual s'està comparant, el valor del output serà HIGH. Quan sigui inferior, LOW. D'aquí ve el nom PWM, podem modular l'amplitud d'aquest polsos, anomenada *Duty Cycle*, fent que l'output varïi entre el valor mínim de l'input i el màxim.[21]

Això ens resulta útil en el control dels transistors de l'inversor. Podem generar polsos amb l'amplada desitjada, i aquesta amplada serà el període durant el qual els transistors estaran en funcionament.

En el senyal PWM generat, la freqüència de sortida serà la mateixa que la de la senyal de referència.



Il·lustració 33: Exemple de generació de senyal PWM

6.10.3 El SVPWM

Tal com hem explicat, el control de l'inversor es realitzarà mitjançant l'ús de transistors. Tal com s'ha pogut comprovar en la il·lustració 32, al tractar-se d'un sistema trifàsic hi trobem 6, un parell per cada branca del pont.

Que cada branca consti d'un parell de transistors vol dir que un d'ells sempre haurà d'estar en un estat oposat a l'altre transistor de la mateixa branca. Si en una branca estiguessin els dos transistors conduint alhora (ON), crearíem un curtcircuit i al treballar amb valors d'intensitat tan grans provocariem danys en el sistema electrònic. Tampoc es bo per al motor deixar els dos transistors de la branca en OFF, ja que desconectaríem completament aquella fase del motor del circuit electrònic. Per això, els transistors d'una mateixa branca poden ser designats com a una variable negada (a i a') per a simplificar el sistema. [22]

Per a realitzar els càlculs del voltatge de sortida només necessitarem un transistor de cada branca ja que l'altre serà la inversa del que haguem utilitzat. Tenint això en compte, podem trobar la relació entre el vector de commutació $[a,b,c]^T$ i el voltatge de línia $[V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}]^T$:

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix}$$

Equació 47

I la relació entre el vector de commutació i el voltatge de fase:

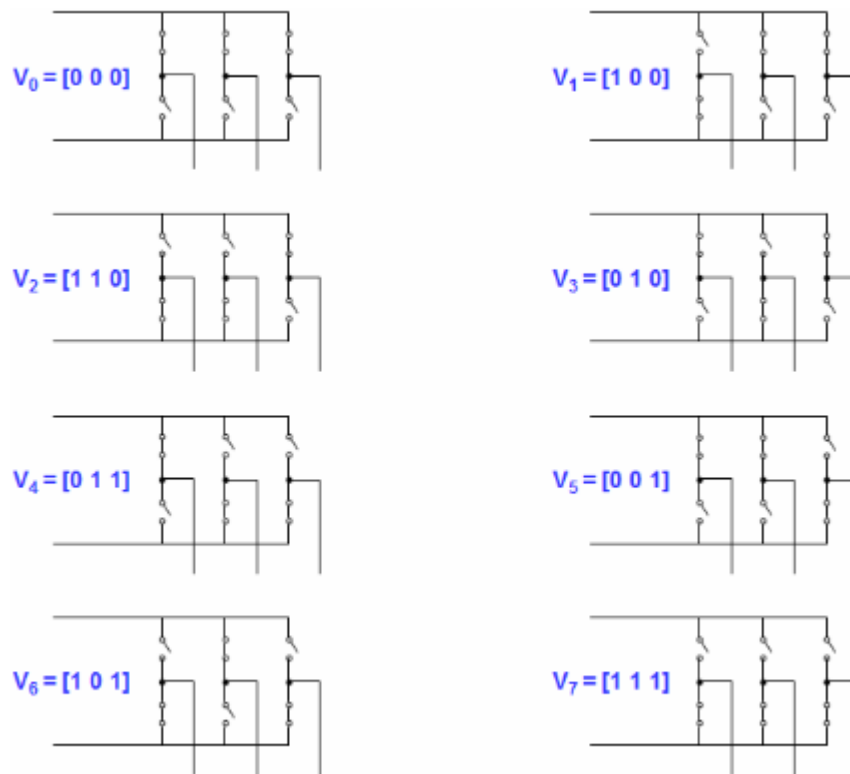
$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix}$$

Equació 48

Sabent que en una branca els transistors han d'estar en estats oposats, hi trobem 2^3 o 8 combinacions possibles entre transistors, descrites en la Taula 3 i de forma gràfica en la il·lustració 34:

Vectors de voltatge	Commutació vectorial			Voltatge de fase			Voltatge de línia		
	a	b	c	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
V_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	$2/3$	$-1/3$	$-1/3$	1	0	-1
V_2	1	1	0	$1/3$	$1/3$	$-2/3$	0	1	-1
V_3	0	1	0	$-1/3$	$2/3$	$-1/3$	-1	1	0
V_4	0	1	1	$-2/3$	$1/3$	$1/3$	-1	0	1
V_5	0	0	1	$-1/3$	$-1/3$	$2/3$	0	-1	1
V_6	1	0	1	$1/3$	$-2/3$	$1/3$	1	-1	0
V_7	1	1	1	0	0	0	0	0	0

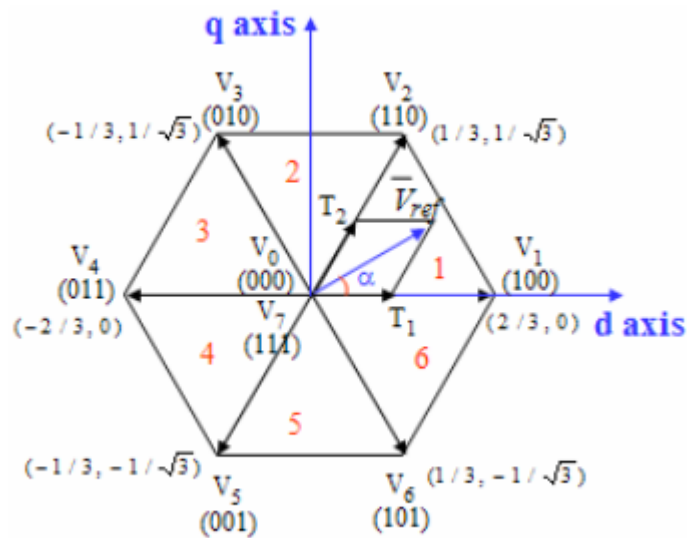
Taula 3: Vectors de commutació, voltatges de fase i de línia.



Il·lustració 34: Esquema gràfic dels 8 vectors de commutació diferents.

Aquests vectors de commutació són la base del control del motor per SVPWM. Després de realitzar la anti-transformada de Clarke obtenim dos vectors zero (V_0 i V_7) i sis vectors actius (V_1 - V_6). Els vectors actius serviran per alimentar la càrrega mentre que els vectors zero aplicaran un voltatge zero a aquesta. Aquests vectors poden ser expressats en forma d'hexàgon, amb els vectors actius situats en un angle de 60° i els dos vectors zero en l'origen. Això ens dona una idea més clara del perquè s'anomenen 'Space Vector'. L'objectiu d'aquest control és arribar al voltatge de referència objectiu en el controlador PI mitjançant una seqüència de vectors en l'espai.

Per arribar a aquest voltatge de referència, utilitzarem un mètode consistent en generar un output de voltatge en el inversor durant un període de temps molt petit que tingui el mateix valor que el voltatge de referència que volem durant el mateix període. Amb una alta freqüència de mostreig, tindrem en tot moment el vector de voltatge necessari d'acord amb l'angle del rotor.



Il·lustració 35: Representació dels vectors de commutació en l'espai

6.10.4 Implementació del SVPWM

La implementació d'aquest mètode es realitzarà en tres passos:[22]

- Determinar V_d , V_q , V_{ref} i l'angle α (Il·lustració 36)
- Determinar la duració temporal T_1 , T_2 i T_0
- Determinar el temps de commutació de cada transistor (De S_1 a S_6 , com es mostra en la il·lustració 31)

Determinar V_d , V_q , V_{ref} i angle α

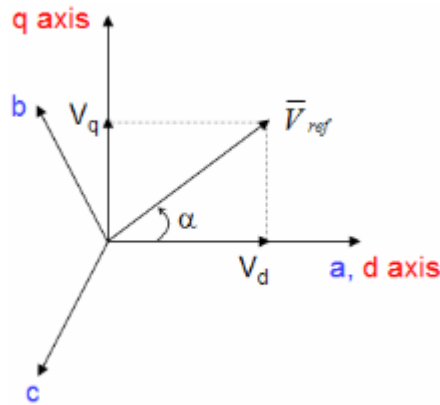
Prenent com a exemple gràfic la il·lustració 36, podem trobar les variables mitjançant el següent procediment:

$$V_d = V_{an} - V_{bn} \cdot \cos(60) - V_{cn} \cdot \cos(60) = V_{an} - \frac{1}{2}V_{bn} - \frac{1}{2}V_{cn}$$

Equació 49

$$V_q = 0 + V_{bn} \cdot \cos(30) - V_{cn} \cdot \cos(30) = V_{an} + \frac{\sqrt{3}}{2}V_{bn} - \frac{\sqrt{3}}{2}V_{cn}$$

Equació 50



Il·lustració 36: Vector de voltatge en l'espai i els seus components en (d,q).

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix}$$

Equació 51

$$|\bar{V}_{ref}| = \sqrt{V_d^2 + V_q^2}$$

Equació 52

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{V_q}{V_d}\right) = \omega t = 2\pi f t, \quad \text{on } f = \text{freqüència fonamental [Hz]}$$

Determinar la duració T_1, T_2, T_0

En el Annex I trobarem com un exemple de com calcular la duració per al primer sector de l'hexàgon.

- Duració en qualsevol sector de l'hexàgon

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{\sqrt{3} * T_z * |\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}} * \left(\sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha + \frac{n-1}{3}\pi\right) \right) \\ &= \frac{\sqrt{3} * T_z * |\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}} * \left(\sin\left(\frac{n}{3}\pi - \alpha\right) \right) \\ &= \frac{\sqrt{3} * T_z * |\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}} * \left(\sin\left(\frac{n}{3}\pi\right) \cos(\alpha) - \cos\left(\frac{n}{3}\pi\right) \sin(\alpha) \right) \end{aligned}$$

Equació 53

$$\begin{aligned}
 T_2 &= \frac{\sqrt{3} * T_z * |\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}} * \left(\sin \left(\alpha - \frac{n-1}{3} \pi \right) \right) \\
 &= \frac{\sqrt{3} * T_z * |\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}} * \left(-\cos(\alpha) * \sin \left(\frac{n-1}{3} \pi \right) + \sin(\alpha) * \cos \frac{n-1}{3} \pi \right)
 \end{aligned}$$

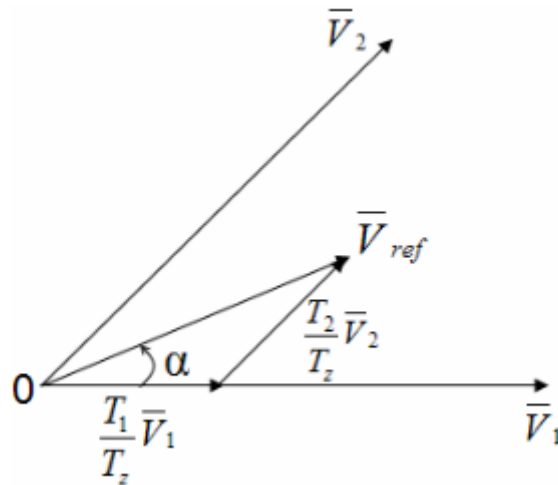
Equació 54

$$T_0 = T_z - T_1 - T_2$$

Equació 55

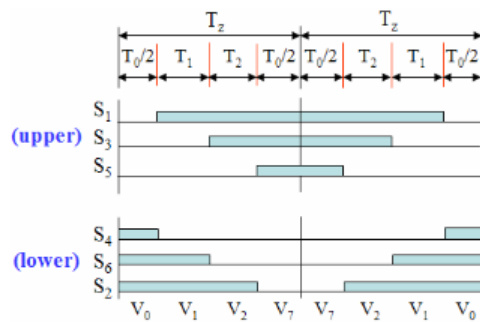
On:

- $n = [1,6]$, tractant-se del numero del sector
- $0 \leq \alpha \leq 60^\circ$
- T_z és el període de la mostra [s]

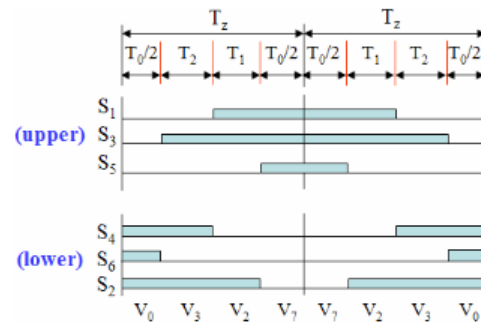
Il·lustració 37: V_{ref} com a combinació de vectors adjacents en el sector 1

Determinar el temps de commutació de cada transistor

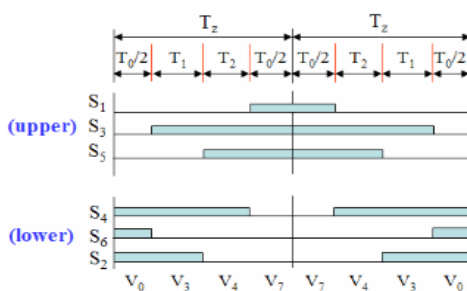
En la il·lustració 38 es poden observar els diferents patrons de commutació dels transistors en cada sector.



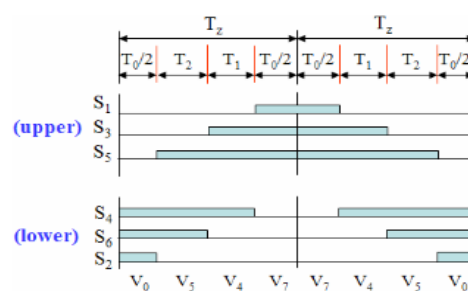
(a) Sector 1.



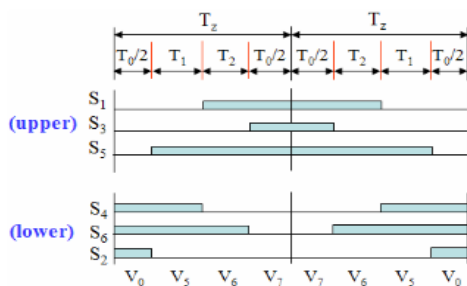
(b) Sector 2.



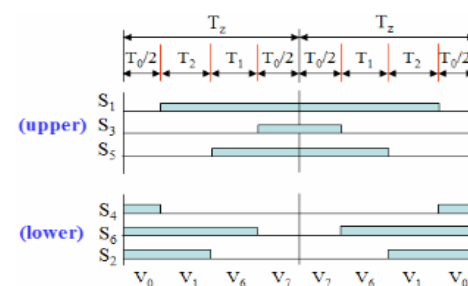
(c) Sector 3.



(d) Sector 4.



(e) Sector 5.



(f) Sector 6.

Il·lustració 38: Patrons de commutació en cada sector

Podem organitzar-los en una taula per a simplificar la seva comprensió

Sector	Transistors superiors (S ₁ ,S ₃ ,S ₅)	Transistors inferiors (S ₄ ,S ₆ ,S ₂)
1	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_3 = T_2 + T_0/2$ $S_5 = T_0/2$	$S_4 = T_0/2$ $S_6 = T_2 + T_0/2$ $S_2 = T_1 + T_2 + T_0/2$
2	$S_1 = T_2 + T_0/2$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_5 = T_0/2$	$S_4 = T_2 + T_0/2$ $S_6 = T_0/2$ $S_2 = T_1 + T_2 + T_0/2$
3	$S_1 = T_0/2$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_5 = T_2 + T_0/2$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_6 = T_0/2$ $S_2 = T_2 + T_0/2$
4	$S_1 = T_0/2$ $S_3 = T_2 + T_0/2$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0/2$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_6 = T_2 + T_0/2$ $S_2 = T_0/2$
5	$S_1 = T_2 + T_0/2$ $S_3 = T_0/2$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0/2$	$S_4 = T_2 + T_0/2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_2 = T_0/2$
6	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_3 = T_0/2$ $S_5 = T_2 + T_0/2$	$S_4 = T_0/2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_2 = T_2 + T_0/2$

Taula 4: Taula de patrons de commutació per al SVPWM

6.11 Altres components electrònics

6.11.1 Shunt Resistor

Si volem mesurar la intensitat I_q que estem generant en el estator, ens trobarem amb un problema perquè per a mesurar una intensitat, s'ha de mesurar en sèrie amb l'aparell de mesura, i això comporta haver de tallar el circuit o dissenyar alguna forma de incorporar un aparell de mesura permanent. I degut a la alta intensitat que circularà per el motor, mesurar el corrent de la forma habitual no resulta possible.[23]

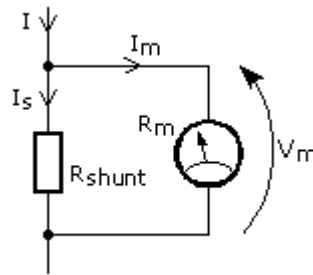
Per a realitzar aquesta funció, hi trobem una resistència especial, anomenada shunt resistor. Gracies a aquesta resistència, podem mesurar el voltatge en paral·lel a través d'ella ja que són proporcionals, i funciona tant en DC com en AC.

És una forma barata i senzilla de mesurar intensitats elevades i és ideal que la seva resistència interna sigui el menor possible per a reduir els seus efectes en el circuit. Respon a la següent equació:

$$R_{shunt} = \frac{V_m}{I - I_m}$$

Equació 56

On les variables són descrites en la il·lustració 39:



Il·lustració 39: Mesura de la intensitat mitjançant l'ús del shunt resistor

6.11.2 Encoder

Si volem calcular les revolucions per minut del rotor i a més conèixer la seva posició en qualsevol moment determinat, ens trobem amb dues opcions: l'encoder o el resolver. L'encoder és una opció de mesura digital, mentre que el resolver ho és de forma analògica. Nosaltres veurem el funcionament de l'encoder ja que és una opció més simple i precisa, el que la fa més practica.[24]

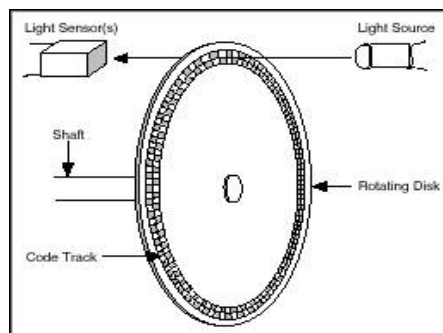
Un encoder és un dispositiu electromecànic que pot mesurar la posició, i a partir de càlculs matemàtics es pot obtenir dades com la velocitat o el desplaçament. La majoria d'encoders utilitzen sensors òptics per a proporcionar senyals elèctriques en forma de senyals de polsos.

Els encoders mesuren el moviment de rotació d'un eix. S'utilitza un disc amb un patró de segments, de dues files o més, que s'alternen entre transparents i opacs. Un LED (o més) emetrà una llum cap a aquest patró, i a l'altra banda un receptor detectarà els patrons de llum que rebí. Com que només podrà donar com a output dos estats (o rep llum o no), digitalment crearà una senyal de polsos.

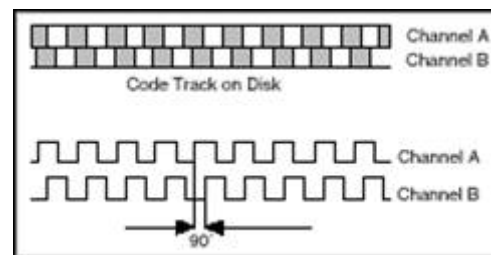
Les diferents files que conformen el patró tindran una estructura diferent entre elles, de forma que depenent del sentit de gir de l'encoder els senyals que s'obtiniran podran ser comparats per obtenir el sentit del gir. També es pot

afegir una fila amb un sol segment transparent, per crear un pols de referència. Però en molts casos no és necessari ja que coneixent el numero de segments que conformen l'encoder, es pot calcular quants polsos equivalen a una revolució, i coneixent el radi de l'objecte on es troba ubicat, la seva velocitat angular.

Un encoder acostuma a tenir entre 100 i 6000 segments per revolució. Això significa que la seva resolució pot variar entre 3.6° i 0.06° . També existeixen els encoders lineals, que utilitzen el mateix principi en una superfície llisa, i el conjunt LED-receptor es troba unit al cos en moviment, mentre que l'encoder es troba estàtic.



Il·lustració 40: Components d'un encoder



Il·lustració 41: Senyals A i B d'un encoder

7. Implementació i simulació en Matlab

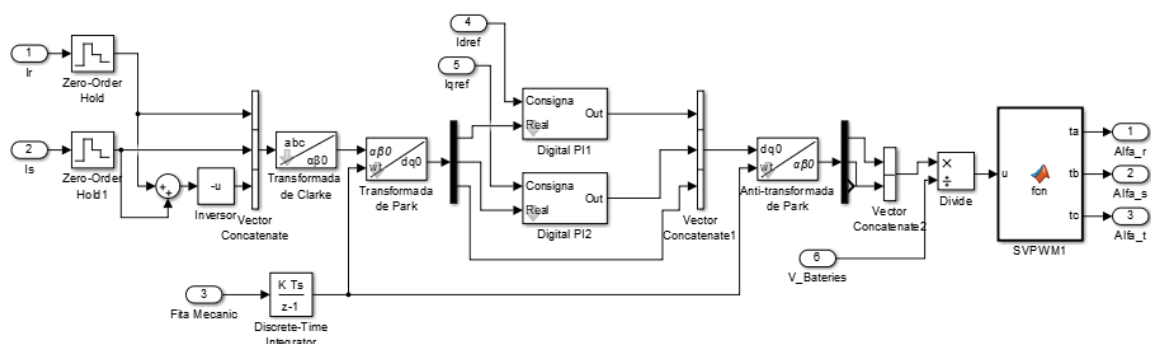
7.1 Introducció

En aquest capítol, utilitzant tots els coneixements recopilats fins ara durant el projecte i seguint les indicacions del capítol 6: Sistema de control del motor, implementarem aquests conceptes en l'entorn Simulink dintre del programa Matlab. Matlab és un entorn de treball matemàtic i de programació molt utilitzat en el sector de l'enginyeria i en les universitats i cursos d'aquest sector, ja que presenta unes característiques ideals per a estudiants.

Dissenyarem un sistema de control simulat pas a pas, explicant com s'ha fet i finalment tindrem una vista panoràmica de tot el disseny i il·lustracions amb els diferents resultats de la simulació.

El disseny pot separar-se en tres blocs principals per a una major simplicitat: Un bloc matemàtic on hi trobem les diferents transformades i anti-transformades i on s'inclou el PI. Un bloc on s'inclou l'inversor, controlat pels valors obtinguts en el bloc anterior. I un bloc que simularà el comportament del motor, utilitzant el model de motor PMSM mencionat en el seu corresponent apartat d'aquest estudi.

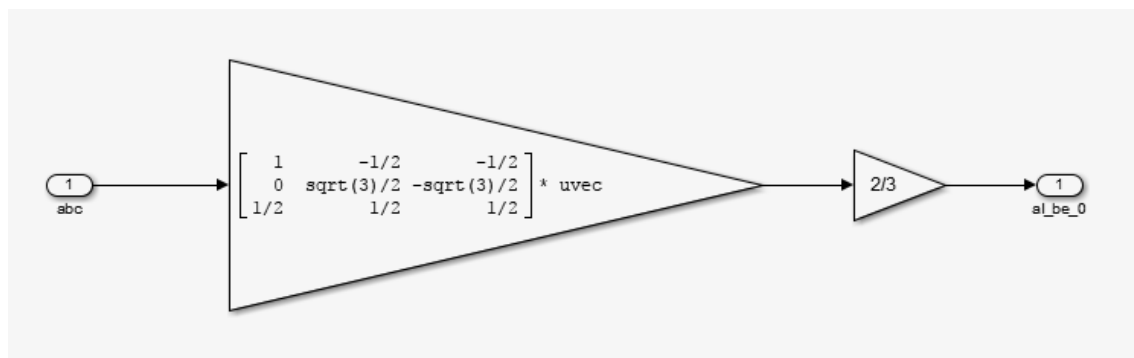
7.2 El bloc matemàtic i PI



Il·lustració 42: Bloc matemàtic i PI

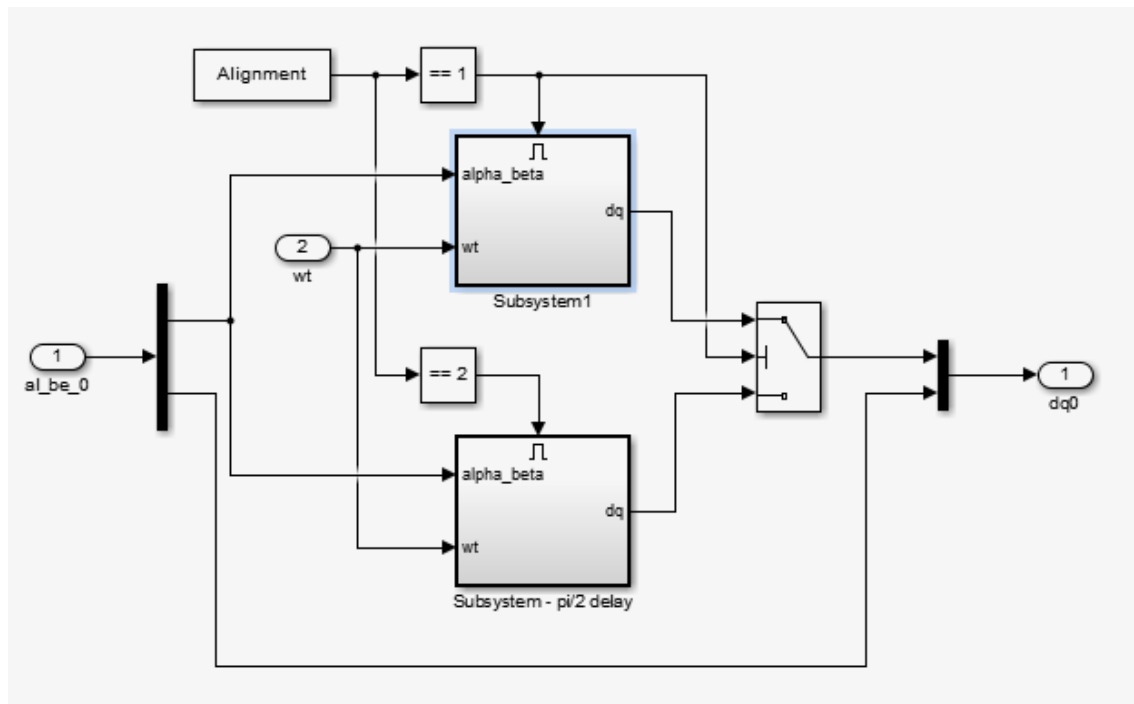
Aquest bloc té com a entrada el valor d'intensitat de dos de les tres fases del motor. Com s'ha dit anteriorment, la suma de les tres fases és igual a 0 així que mesurar la tercera fase no és necessari. Discretitzem el seu valor mitjançant un 'zero order hold', realitzem la transformada de Clarke per passar de 'abc' a 'a,β', i la transformada de Park per passar a d,q. Per a aquesta segona transformada necessitem també conèixer la fita mecànica, que és l'angle del rotor. Aquest s'obindrà més endavant en la sortida del bloc motor juntament amb les intensitats de fase. Després tenim els dos controls PI, un per la I_{qref} i un altre per la I_{dref} que introduïm. A continuació realitzem l'anti-transformada de Park, i després de dividir 'a' i 'β' per el voltatge d'alimentació de les bateries, apliquem els càlculs matemàtics del SVPWM. Amb els valors de sortida del SVPWM podrem commutar l'inversor per a generar el voltatge necessari per al motor.

7.2.1 La transformada de Clarke

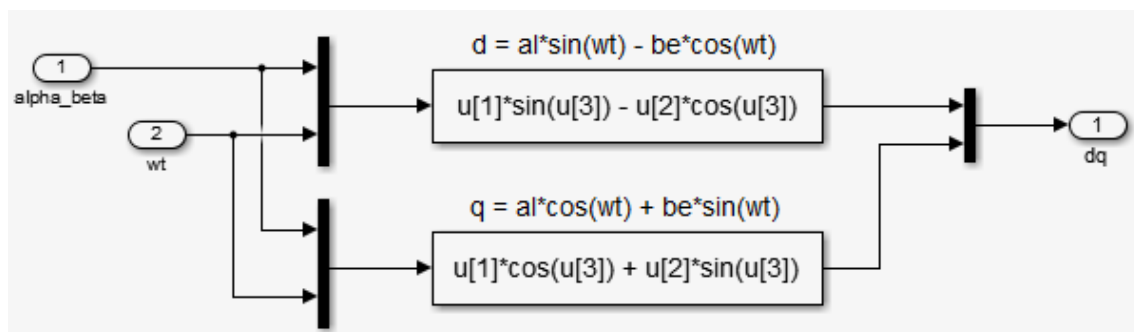


Il·lustració 43: Transformada de Clarke

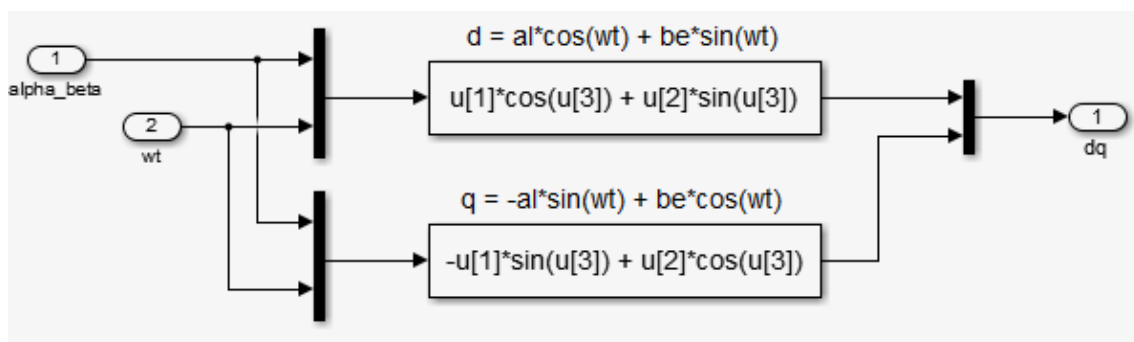
7.2.2 La transformada de Park



Il·lustració 44: La transformada de Park

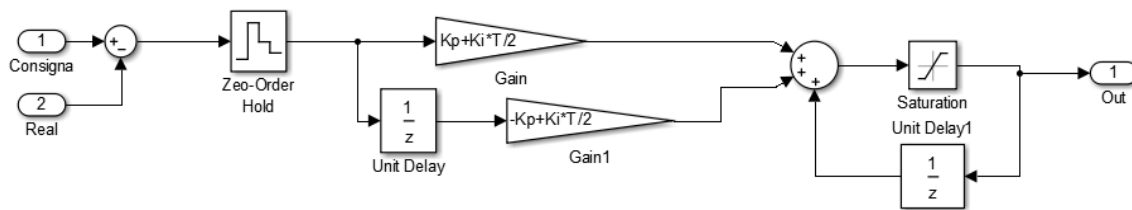


Il·lustració 45: 'Subsystem', dintre de la transformada de Park



Il·lustració 46: 'Subsystem1' dintre de la transformada de Park

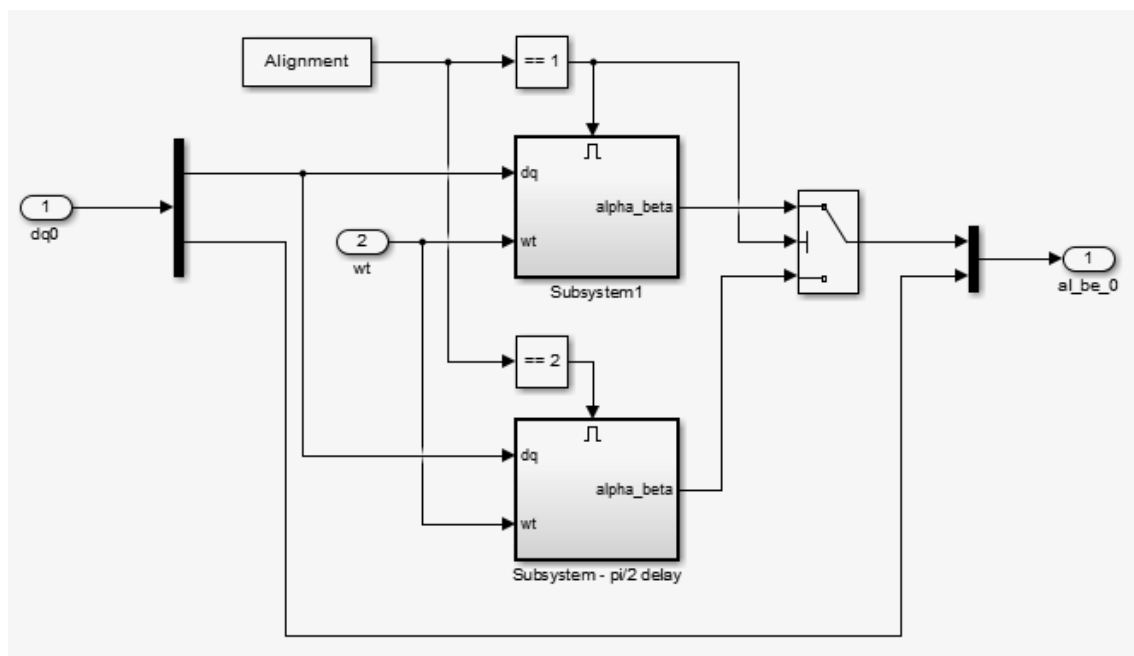
7.2.3 Controlador PI



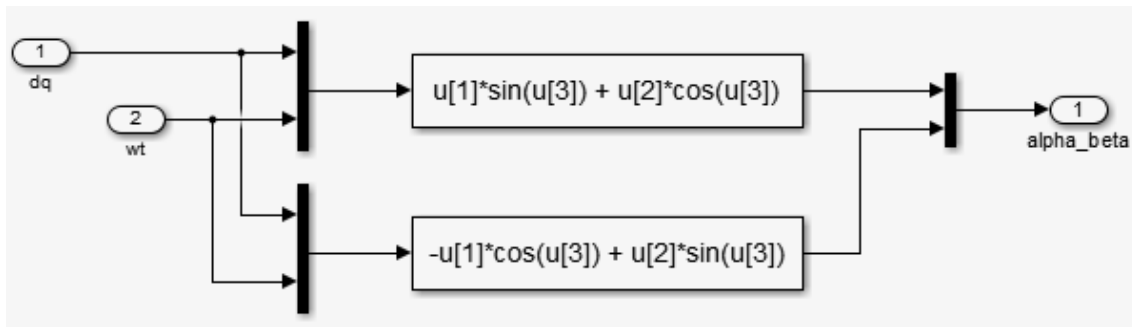
Il·lustració 47: Control PI

Nota: Només s'ha afegit una il·lustració tot hi haver-hi dos controls PI perquè el disseny dels dos és exactament el mateix, només varia l'input de la entrada.

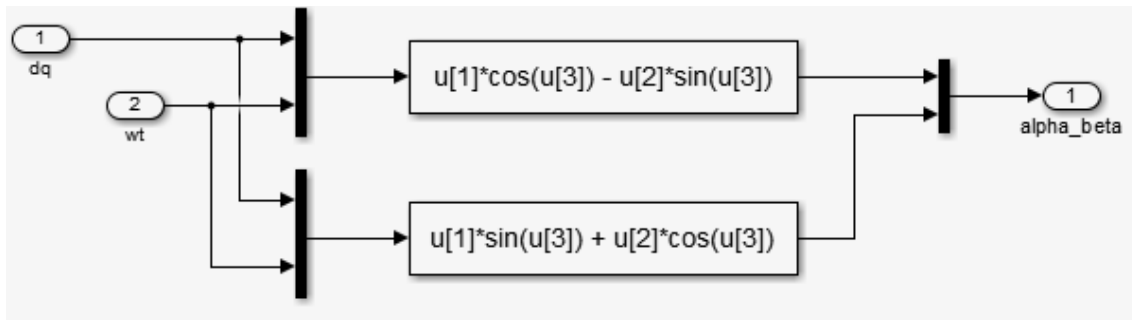
7.2.4 La anti-transformada de Park



Il·lustració 48: La anti-transformada de Park



Il·lustració 49: 'Subsystem' dintre de la anti-transformada de Park

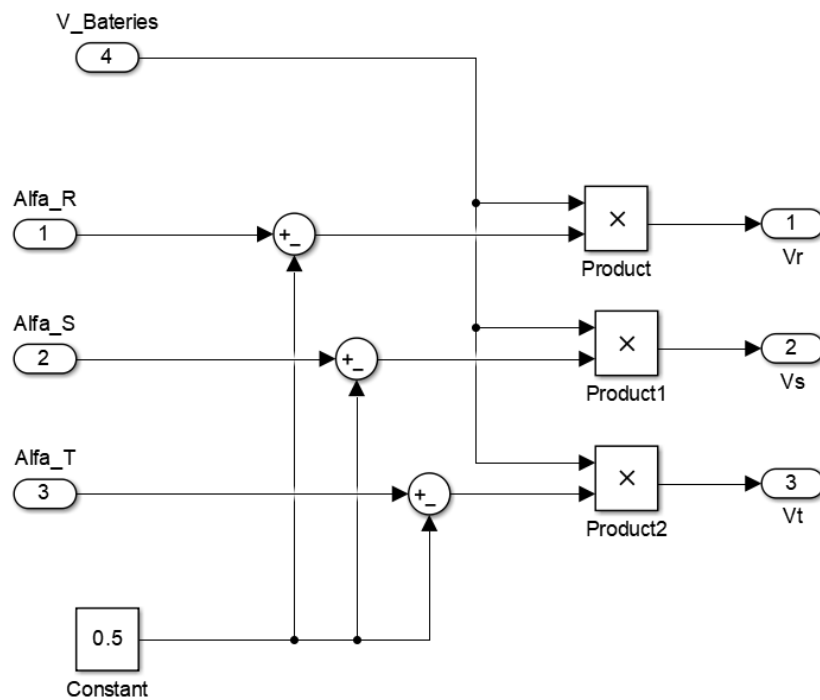


Il·lustració 50: 'Subsystem1' dintre de la anti-transformada de Park

7.2.5 El SVPWM

Aquest bloc està implementat mitjançant un codi implementat pel doctor Joan Bergas. El codi es troba en l'Annex II i la seva funció es basa en la filosofia darrere del SVPWM, tal com està descrita en el capítol 6.10.4.

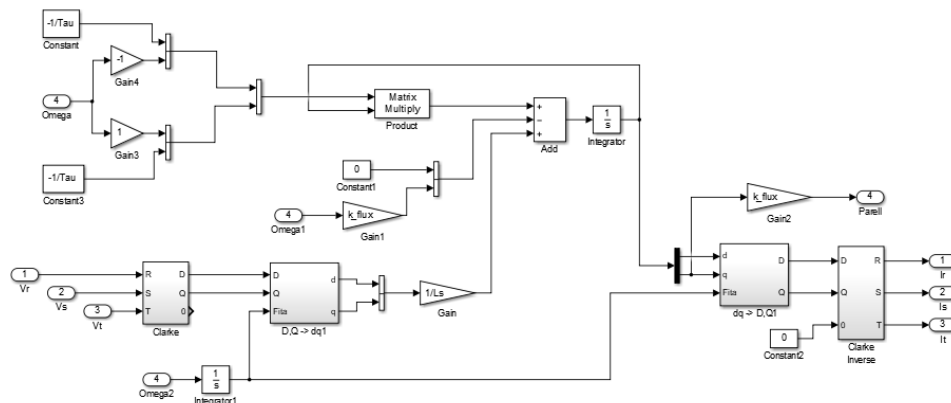
7.3 El bloc de l'inversor trifàsic



Il·lustració 51: Implementació de l'inversor trifàsic

El bloc de l'inversor trifàsic és el bloc que determinarà el voltatge que arribarà a cada fase del motor. Agafant els valors obtinguts del bloc anterior, que varien entre 0 i 1, es resta $\frac{1}{2}$ per a obtenir valors d'entre 0.5 i -0.5. Es multiplica aquest valor pel voltatge DC provinent de les bateries, i obtenim el voltatge de cada fase del motor. Gràcies al rang de valors 0.5-(-0.5) haurem obtingut un voltatge de sortida AC.

7.4 El bloc del PMSM

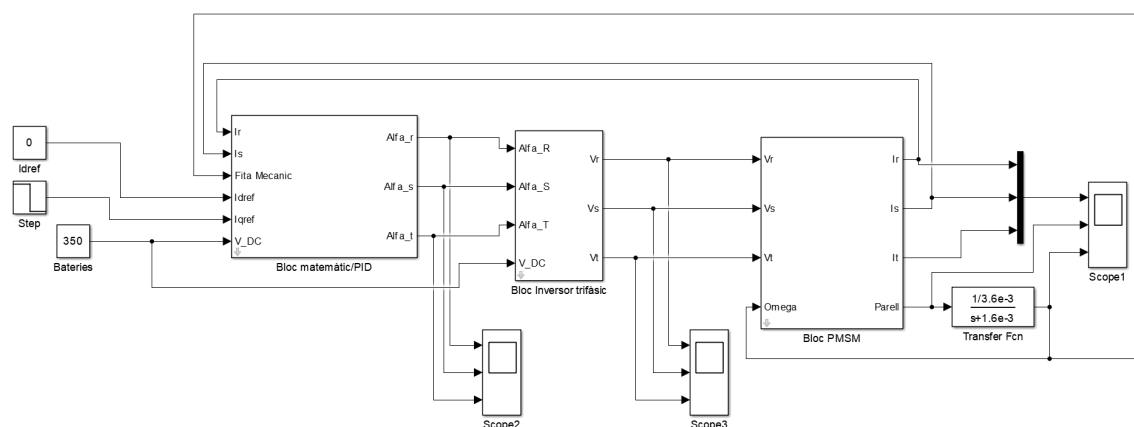


Il·lustració 52: Implementació del model del motor PMSM

En aquest bloc hi trobem la implementació del model del motor PMSM, explicat prèviament en el capítol 4.2. Tenim com a input els valors de voltatge per a cada fase proporcionats per l'inversor i l'angle mecànic del rotor.

Comencem aplicant la transformada de Clarke als voltatges de fase, i la transformada de Park juntament amb l'angle del rotor. Es suma i resta a diversos paràmetres del model del motor, i s'obté I_d i I_q . I_q ens permet obtenir el parell del motor, i mitjançant la transformada i anti-transformada de Clarke obtenim les intensitats de cada fase del motor.

7.5 Implementació completa del disseny



Il·lustració 53: Sistema de control del motor complet

La il·lustració 53 detalla el conjunt complet resultat de la implementació en sèrie dels tres blocs descrits anteriorment i amb les seves respectives interconnexions. Es pot observar el control en llaç tancat ja que el bloc matemàtic requereix del *feedback* obtingut la de la mesura de les dues intensitats i a partir del parell del motor i aplicant una funció de transferència, també obtenim l'angle mecànic del rotor que és necessari tant en els càlculs matemàtics com en el model del PMSM.

El bloc matemàtic/PID requerirà de tres *inputs* més, que es tracten del valor del voltatge DC provinent de les bateries, I_{dref} que com s'ha explicat tindrà el valor 0, i I_{qref} , donat per l'accelerador del vehicle i que es tractarà del parell que volem obtenir. S'ha utilitzat una funció graó inversa com a exemple per a simular el comportament d'un vehicle.

8. Resultats

8.1 Introducció

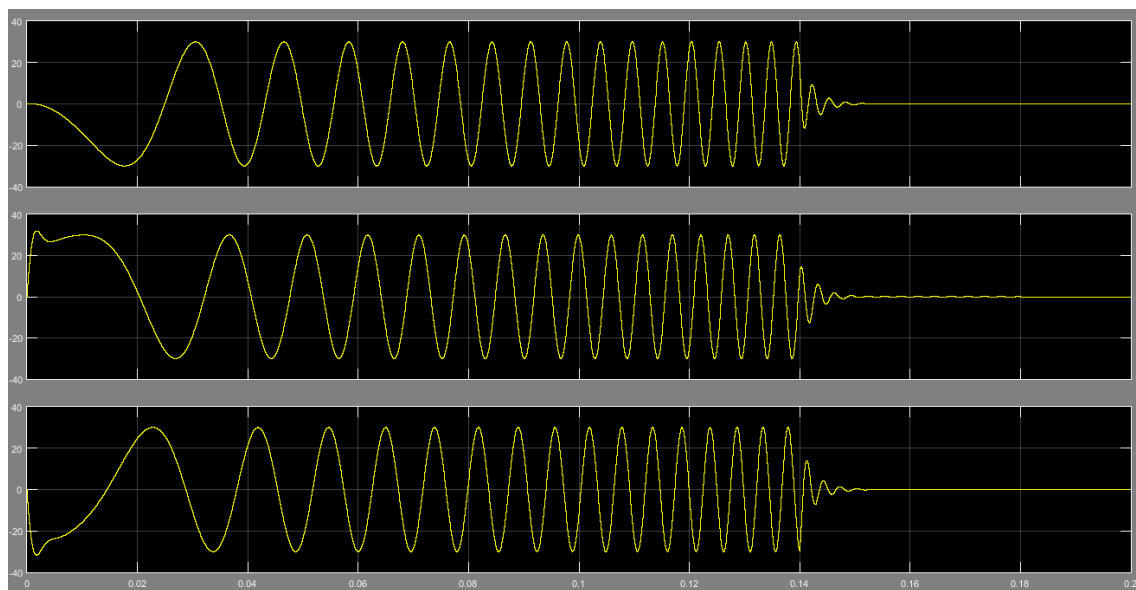
En aquest capítol mostrarem els resultats gràfics obtinguts després de realitzar la simulació amb Simulink i comentarem els valors obtinguts.

Aquests resultats seran donats utilitzant els paràmetres següents:

- Voltatge de les bateries: 350V
- I_{qref} : Entrada graó inversa amb inici en 10A i final en 0A durant 0.14s
- Funció de transferència: $\frac{1/(3.6 \cdot 10^{-3})}{s + 1.6 \cdot 10^{-3}}$
- Freqüència de mostreig: 20kHz (*Sampling Time*: $50 \cdot 10^{-6}$)
- Valor Kp: $(2 \cdot 10^{-1}) \cdot 0.2$
- Valor Ki: $2 \cdot 10 \cdot 10 / (0.0019 / (0.2 \cdot 0.2))$
- Període de simulació: 0.2s

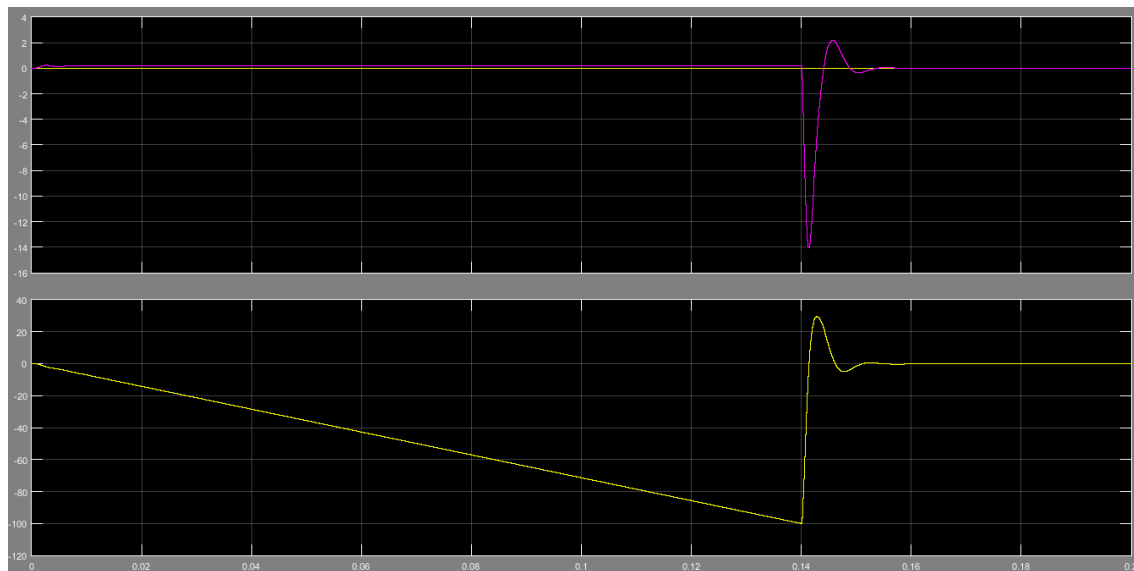
8.2 Bloc matemàtic/PID

En la gràfica 1 es pot comprovar les tres intensitats del motor que s'han obtingut després de mesurar dos fases i negar la seva suma per a obtenir la tercera.



Gràfica 1: Intensitats de fase a l'entrada del control

A continuació, tenim dos gràfiques on es comparen els valors mesurats de les intensitats reals i de referència mesurades prèvies als dos controladors PI i la sortida d'aquests.



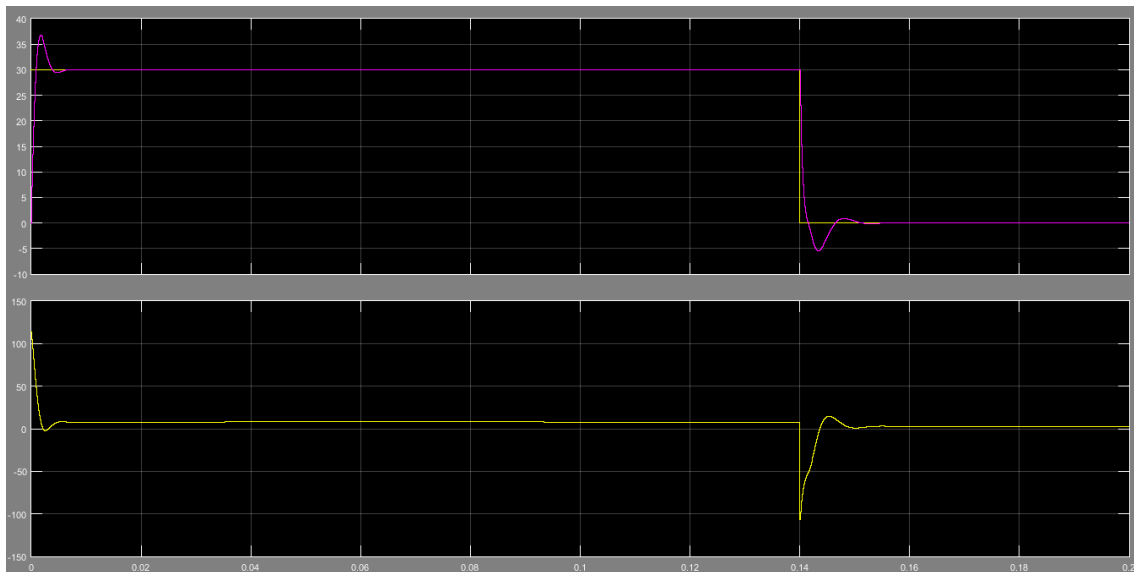
Gràfica 2: A Dalt: Comparació entre I_{dref} (verd) i I_d (violeta) a l'entrada del PI. A baix, sortida del PI.

En el PI que controla el flux, trobem que per al valor de referència 0, el sistema presenta una I_d pràcticament zero també. Però en la seva sortida, trobem un voltatge negatiu producte de la força contraelectromotriu que es general al aplicar el parell. Del model matemàtic del PMSM, equació 15 sabem que:

$$v_d = r_s i_d + p \Psi_d - \omega \Psi_q$$

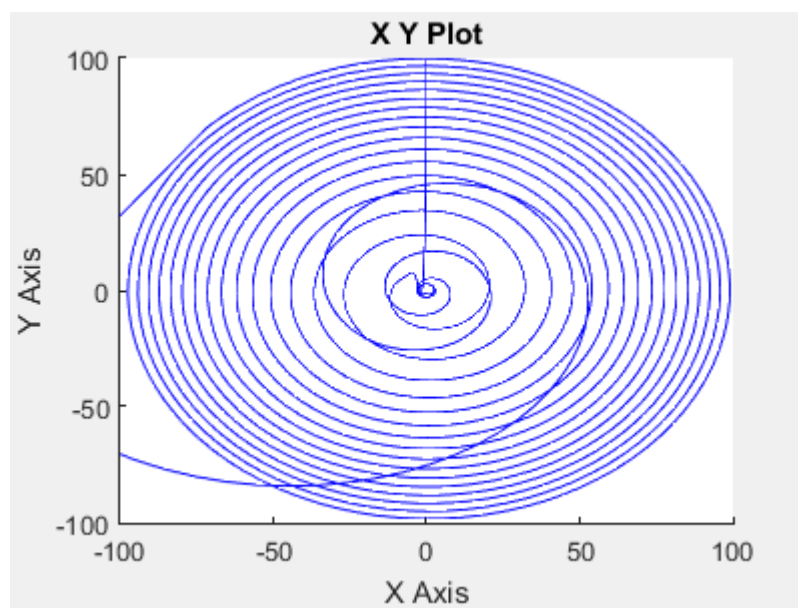
Equació 15

Com que $i_d = \Psi_d = 0$, tenim que $V_d = -\omega \Psi_q$. D'aquí el voltatge de sortida.



Gràfica 3: A Dalt: Comparació entre I_{qref} (verd) i I_q (violeta) a l'entrada del PI. A baix, sortida del PI.

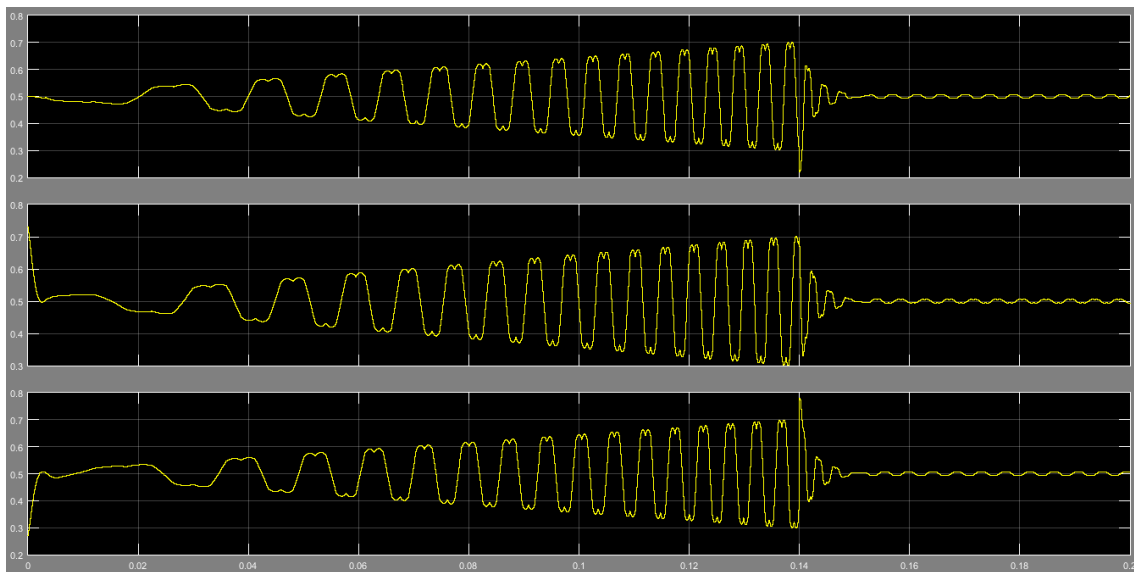
Respecte el controlador que s'encarrega del parell, veiem que la funció graó d'entrada es correspon de forma molt precisa amb la I_q del motor, i la sortida dona un valor estable.



Gràfica 4: Representació en un eix x-y de $V_{\alpha ref}$, $V_{\beta ref}$ després de l'anti-transformada de Park

En la gràfica 4 trobem representats en un eix x-y els valors de $V_{\alpha ref}$ i $V_{\beta ref}$ resultants de realitzar la anti-transformada de Park. És una forma molt intuïtiva de comprovar el control vectorial del motor amb dos eixos. La línia blava que

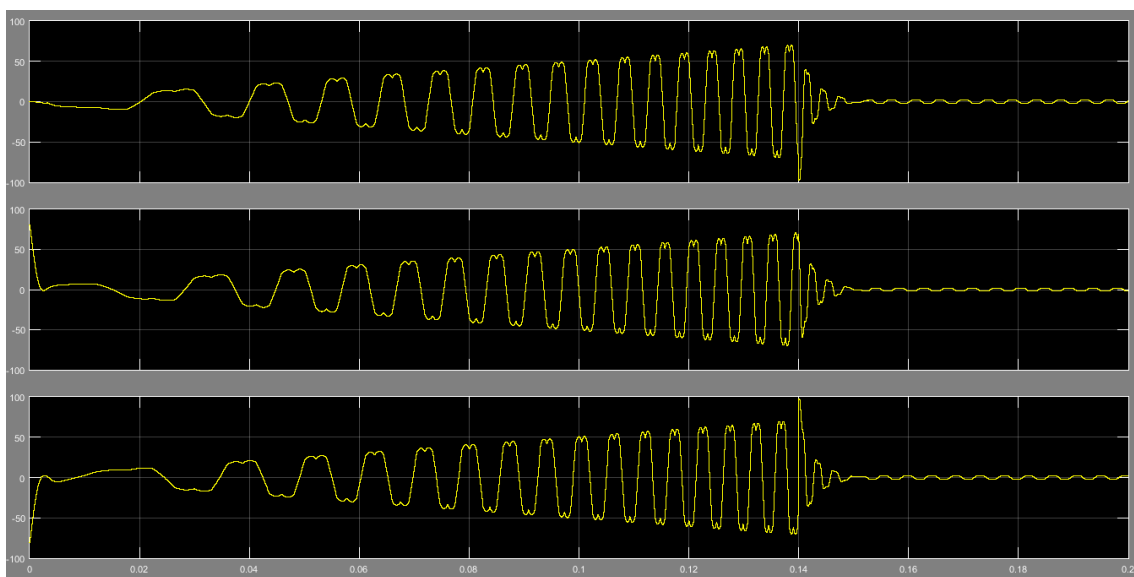
sembla estar fora de lloc és degut al canvi de valor a 0 de l'entrada graó, que provoca una pertorbació en el sistema abans de tornar a l'origen dels eixos.



Gràfica 5: Valors de sortida del SVPWM

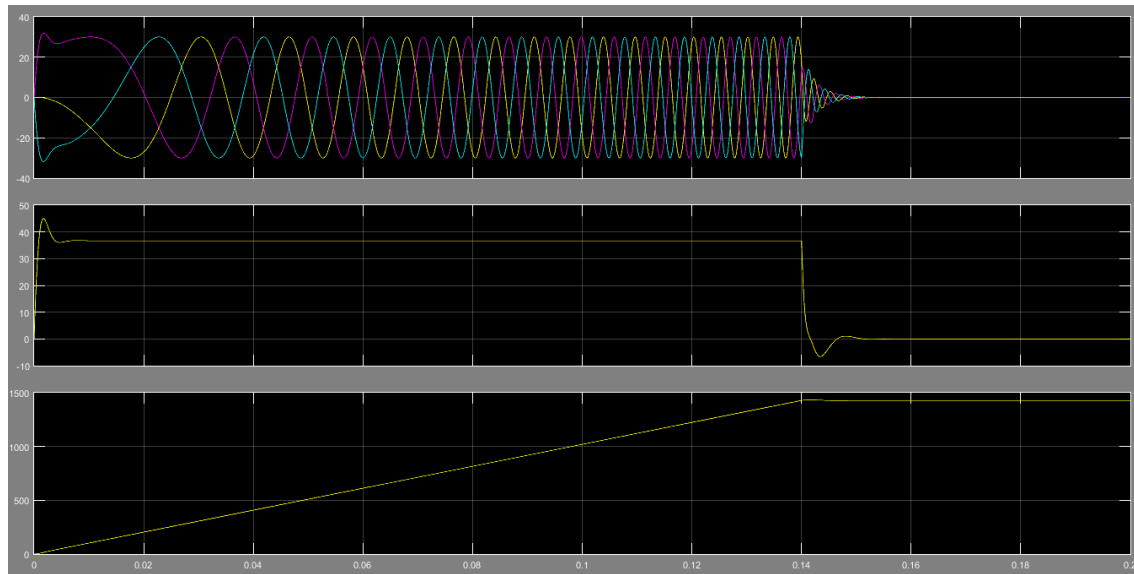
Un cop els valors de voltatge són processats pel SVPWM, obtenim tres senyals PWM diferents amb voltatges en el rang de (0,1). Tal com s'ha explicat en el capítol 6.10.4 al determinar el temps de commutació de cada transistor, el període de commutació és simètric en cada transistor i per això veiem aquesta espècie de doble pic en cada pols.

8.3 Bloc de l'inversor trifàsic



Gràfica 6: Valors de sortida de l'inversor trifàsic

Podem observar com en la gràfica 6 s'han transformat els valors provinents del SVPWM en tres fases que commuten entre $(1/2V_{DC}, -1/2V_{DC})$.



Gràfica 7: Valor de les tres fases en el motor en el gràfic superior; Valor del parell aplicat en el gràfic intermig; Funció de transferència del parell en el gràfic inferior.

I finalment, la gràfica 7 mostra tres valors presos obtinguts en el PMSM. El primer és una comparativa de les tres fases del motor. Es pot veure com presenten unes intensitats constants però un augment de freqüència amb el pas del temps, tot hi que nosaltres mai hem intervingut en el control de la freqüència del motor. En el tercer diagrama es troba representada la velocitat angular del motor, i es pot veure una relació entre l'augment de la velocitat angular del motor i la freqüència de la intensitat de les fases del motor. Respecte al diagrama intermig, representa el parell del motor, i es pot veure com és un parell constant tal com era d'esperar degut a l'entrada graó del sistema.

9. Estudi econòmic del projecte

Un cop realitzat l'estudi, es detallarà el cost econòmic d'aquest, indicant les despeses i pressupost estimat. Només es tindran en compte les despeses reals, per tant no s'inclourà el sistema de control del motor com a element físic, únicament la seva simulació. Si que es tindrà en compte el material físic amb el qual es treballa, com l'ús de l'ordinador i les seves conseqüents despeses energètiques juntament amb una pantalla LCD.

Concepte	Preu	Temps	Cost
Investigació	20€/h	200h	4000€
Redacció	20€/h	100h	2000€
Simulació	20€/h	30h	600€
Llicència Matlab + Simulink (educativa)	69€	-	69€
Amortització computadora	16.66€/mes	4 mesos	67€
Despesa energètica	0,16959€/kWh	0.06Kwh x 330h	3.37€
Total			6739.37€

Taula 5: Pressupost del projecte

10. Impacte mediambiental i sostenibilitat

La preocupació pel medi ambient ha jugat un paper molt important en l'elecció d'aquest tema. Trobem que s'està donant un interès social cada cop més gran a la sostenibilitat, i l'adopció del vehicle elèctric sembla tenir un paper molt important en l'opinió de la població. És lògic, donat la gran quantitat d'emissions que generen els vehicles amb ICE. I aquest mateix motiu ha tingut un pes considerable en la realització d'aquest projecte.

Són realment més nets ambientalment els vehicles elèctrics? Tot hi que sembla evident que sí, no hi ha un consens en aquesta qüestió. Està clar que durant el seu temps de vida amb el consumidor, un vehicle elèctric produeix unes emissions de CO₂ inferiors a la d'un vehicle amb ICE o als *plug-in* híbrids, el tipus d'híbrid més nets. Però el tema de discussió es troba en si la seva petjada de carboni és superior o inferior des de la seva producció fins al fi de la seva vida.[25]

I es que el vehicle elèctric presenta els seus propis problemes de contaminació, com els imants de terra rara, que requereixen d'un procés d'extracció contaminant o les bateries d'ió liti. Els materials que componen aquestes són molt tòxics si no són reciclats correctament, i d'igual manera que els imants de terra rara s'han d'extreure de la terra abans. Si es vol aconseguir que el vehicle elèctric s'imposi com a medi de transport, caldrà escalar en gran mesura aquests processos d'extracció i obtenció dels minerals.

Aquest últim punt també es podria mirar des d'un punt de vista ètic, ja que aquests materials necessaris per a la construcció del vehicle elèctric es troben repartits per tot el planeta. I en països on les condicions laborals no compleixen els mateixos estàndards com els de la nostra societat, es molt probable que doni lloc a treballadors precaris i sotmesos a un alt risc, de la mateixa forma que la contaminació de l'aire, terra i aigua de les zones properes a les mines.

L'últim argument crític amb el vehicle elèctric parla de l'obtenció de l'energia elèctrica necessària per alimentar tots aquests vehicles. En un món ideal, aquesta electricitat provindria d'energies renovables i seria neta. En l'actualitat no és així, i seguim estant lluny d'aquesta situació. La majoria de producció d'electricitat comporta emissions de gasos d'efecte hivernacle, o bé de residus nuclears. I fins hi tot un intent d'adopció d'energies 100% renovables comportaria efectes adversos. Les cel·les fotovoltaïques, per exemple, contenen metalls pesats i la seva producció també comporta la generació de gasos d'efecte hivernacle.

De totes maneres, tampoc s'ha d'oblidar que tots aquests problemes també son aplicables, si bé ja s'han normalitzat, en la producció dels vehicles amb ICE.

En conclusió, el vehicle elèctric sembla ser més ecològic que el vehicle amb ICE/híbrid, però hi ha varies raons suficients com per a requerir un estudi més a fons en la qüestió. Possiblement el vehicle elèctric només serà més ecològic si juntament amb l'adopció d'aquest, la indústria és forçada a seguir unes regulacions més estrictes que assegurin que la reducció en contaminació durant el seu cicle de vida no es vegi compensada per un major impacte mediambiental en la seva producció i en el final de la seva vida.

11. Planificació del projecte

A continuació es mostrarà un diagrama de Gantt on s'indica de forma mensual la planificació i el progrés d'aquest projecte.



Gràfica 8: Diagrama de Gantt del projecte

12. Conclusions

Un cop realitzat aquest treball, es pot concloure que els objectius principals pensats a l'inici d'aquest han estat complerts. Es volia estudiar l'ecosistema que envolta el vehicle electrònic, posant el context els diferents sistemes que formen el vehicle i després estudiar el mètode de control així com dissenyar-lo utilitzant un simulador.

Després de realitzar aquest projecte, hem après sobre:

- Els diferents tipus de bateria i les seves característiques i perquè la bateria d'ió liti és la més utilitzada en l'actualitat.
- El motor d'inducció AC i el PMSM.
- Les diferents configuracions automotrius disponibles en un vehicle elèctric en el passat i en l'actualitat.
- Controlar un PMSM utilitzant la tècnica FOC.
- Utilitzat el Simulink de Matlab per a dissenyar circuits electrònics i de control i interpretar els seus resultats.
- L'impacte mediambiental del vehicle elèctric i com es compara amb els vehicle amb ICE que intenta substituir.

Degut a la gran amplitud de coneixements necessaris requerits per a treballar en aquest tema, aquest projecte serveix únicament com a una base teòrica, entrant en detall únicament en el control del PMSM utilitzant el FOC. A partir d'aquest projecte, si es desitja seguir estudiant sobre aquest sector tenim moltes opcions diferents.

Ens podríem centrar en les bateries i dissenyar un BMS o estudiar més a fons el funcionament de les bateries d'ió liti i intentar donar alternatives de futur.

Podríem aprofundir en els motors, estudiar l'efecte de tenir imants en la superfície o a l'interior de rotor, o comparar el PMSM amb una variant anomenada SPSM (*Salient Pole Synchronous Motor*).

Estudiar i intentar innovar diferents configuracions automotrius.

O aprendre en detall sobre diferents mètodes de control del motor diferents del realitzat en aquest estudi. Es tracta d'un camp molt gran amb opcions per a tots els gustos.

13. Bibliografia

13.1 Referències bibliogràfiques

- [1] Battery University. *Battery Types*. (Online). Disponible: <http://batteryuniversity.com/>
- [2] Progressive Dynamics, Inc. *Battery Basics*. (Online). Disponible: <http://www.progressivedyn.com/service/battery-basics/>
- [3] ElectronicDesign. *Can Supercapacitors Surpass Batteries for Energy Storage?* (Online). Disponible: <http://www.electronicdesign.com/power/can-supercapacitors-surpass-batteries-energy-storage>
- [4] Explainthatstuff! *Supercapacitors*. (Online). Disponible: <http://www.explainthatstuff.com/how-supercapacitors-work.html>
- [5] Extremetech. *Toyota unveils solid-state battery design for EVs*. (Online). Disponible: <https://www.extremetech.com/extreme/253065-toyota-wants-leapfrog-competitors-new-solid-state-lithium-ion-battery-design>
- [6] Technologyreview. *A battery for electronics that lasts twice as long*. (Online). Disponible: <https://www.technologyreview.com/s/534626/a-battery-for-electronics-that-lasts-twice-as-long/>
- [7] Graphene-info. *Graphene batteries: Introduction and Market News*. (Online). Disponible: <https://www.graphene-info.com/graphene-batteries>
- [8] ZDNet. *How does graphene work?* (Online). Disponible: <http://www.zdnet.com/article/how-does-graphene-work/>
- [9] epec. *Battery cell comparison*. (Online). Disponible: <http://www.epectec.com/batteries/cell-comparison.html>
- [10] Ana Isabel Almendros Molina. *Regulación Eólica con Baterías en Vehículos Eléctricos, Capítulo 7*. Universidad de Sevilla.

- [11] Galco. *AC Motor Diagrams – Basic Stator and Rotor Operation*. (Online). Disponible: <https://www.galco.com/comp/prod/moto-ac.htm>
- [12] Yahia Baghzouz. *Induction motors (EE 340)*, University of Nevada, 2016
- [13] Qi Huang, Yong Chen and Jian Li (2010). *Control of Electric Vehicle, Urban Transport and Hybrid Vehicles*, Seref Soylu (Ed.), ISBN: 978-953-307-100-8, InTech, Disponible: <http://www.intechopen.com/books/urbantransport-and-hybrid-vehicles/control-of-electric-vehicle>
- [14] Leeson. *Understanding AC induction, permanent magnet and servo motor technologies; Operation, Capabilities and Caveats*.
- [15] Chau, K. 2014. *EV Powertrain Configurations*. *Encyclopedia of Automotive Engineering*. 1–11.
- [16] Joan Bergas. *Vector Control of Brushless AC Motors*. UPC
- [17] Texas Instruments. *Field Orientated Control of 3-Phase AC-Motors*. Febrer 1998.
- [18] Microsemi Corporation. *Park, Inverse Park and Clarke, Inverse Clarke Transformations MSS Software Implementations User Guide*.
- [19] Pradeep Bhagwat. *Clarke's and Park's Transformations*. 2017
- [20] Teresa Escobet. *Automatització avançada, Tema 1.5: Control PID*. UPC
- [21] Joan Bergas. *Control de motors amb DSP*. CITCEA-UPC, Juliol 2007
- [22] Jin-Woo Jung. *Project #2 Space Vector PWM Inverter*. The Ohio State University, 2005

[23] Meettechniek. *Measuring Current; Shunt resistor*. (Online). Disponible: <https://meettechniek.info/measuring/current.html>

[24] Texas Instruments. *Cómo hacer medidas de codificadores en cuadratura*. (Online). Disponible: <http://www.ni.com/tutorial/7109/es/>

[25] Ozzie Zehner. *Unclean at Any Speed*. IEEE Spectrum, Juny de 2013. (Online). Disponible: <https://spectrum.ieee.org/energy/renewables/unclean-at-any-speed>

13.2 Bibliografia complementària

[1] Stephen J. Chapman. *Máquinas eléctricas*. Tercera Edición. Any 2000.

[2] Volkswagen Group of America, Inc. *Basics of Electric Vehicles. Design and Function*. Juliol de 2013

[3] Martin Doppelbauer, Patrick Winzer. *Shut Up About the Batteries: The Key to a Better Electric Car Is a Lighter Motor*. IEEE Spectrum, Juny de 2017 (Online). Disponible: <https://spectrum.ieee.org/transportation/advanced-cars/shut-up-about-the-batteries-the-key-to-a-better-electric-car-is-a-lighter-motor>

[4] Enric González. *Design and Simulation of an Electric Motorbike's Powertrain*. UPC, April 2017.

14. Annexos

14.1 Annex I

- Duració en el primer sector de l'hexàgon

$$\int_0^{T_z} \bar{V}_{ref} dt = \int_0^{T_1} \bar{V}_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \bar{V}_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_z} \bar{V}_0 dt$$

Equació 57

$$T_z * \bar{V}_{ref} = (T_1 * \bar{V}_1 + T_2 * \bar{V}_2)$$

Equació 58

$$T_z * |\bar{V}_{ref}| * \begin{bmatrix} \cos(\alpha) \\ \sin(\alpha) \end{bmatrix} = T_1 * \frac{2}{3} * V_{dc} * \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 * \frac{2}{3} * V_{dc} * \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \end{bmatrix}, \quad \text{on } 0 \leq \alpha \leq 60^\circ$$

Equació 59

$$T_1 = T_z * a * \frac{\sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{3}\right)}$$

Equació 60

$$T_2 = T_z * a * \frac{\sin(\alpha)}{\sin\left(\frac{\pi}{3}\right)}$$

Equació 61

$$T_0 = T_z - (T_1 + T_2), \quad \text{on } T_z = \frac{1}{f_z} \text{ i } a = \frac{|\bar{V}_{ref}|}{\frac{2}{3}V_{dc}}$$

Equació 62

14.2 Annex II

Les següents línies de codi han estat proporcionades pel doctor Joan Bergas i implementades com un bloc dintre del Simulink on actuen com a generador del SVPWM.

```
function [ta, tb, tc] = fcn(u)
%#codegen
persistent svpwm_matrix compare_matrix init;

if isempty(init)
    init = 1;
    [V1D, V1Q] = Vector_1(1/2, -1/2, -1/2);
    [V2D, V2Q] = Vector_1(1/2, 1/2, -1/2);
    [V3D, V3Q] = Vector_1(-1/2, 1/2, -1/2);
    [V4D, V4Q] = Vector_1(-1/2, 1/2, 1/2);
    [V5D, V5Q] = Vector_1(-1/2, -1/2, 1/2);
    [V6D, V6Q] = Vector_1(1/2, -1/2, 1/2);

    matrix = [V1D V2D V2D V3D V3D V4D V4D V5D V5D V6D V6D V1D;
              V1Q V2Q V2Q V3Q V3Q V4Q V4Q V5Q V5Q V6Q V6Q V1Q];

    svpwm_matrix = [0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0; 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
0];
    for Regio = 1:6
        matriu_aux = matrix(1:2,Regio*2-1:Regio*2);
        inv_matriu_aux = inv(matriu_aux);
        svpwm_matrix(1:2,Regio*2-1:Regio*2) = inv_matriu_aux;
    end

    compare_matrix = [1 0 0 1 0 1 1 1 1 1 1 1 0 1 0 0;
                      1 1 0 1 0 0 1 0 0 1 0 1 1 1 1 1;
                      1 1 1 1 1 1 1 0 1 0 0 1 0 0 1 1];
end

VD = u(1);
VQ = u(2);

Region = 0;
if (VD >= 0)
    if (VQ >= 0)
        if (VQ > sqrt(3)*VD)
            Region = 2;
        else
            Region = 1;
        end
    else
        if (abs(VQ) > sqrt(3)*abs(VD))
            Region = 5;
        else
            Region = 6;
        end
    end
else
    if (VQ >= 0)
```

```
        if (abs(VQ) > sqrt(3)*abs(VD))
            Region = 2;
        else
            Region = 3;
        end
    else
        if (abs(VQ) > sqrt(3)*abs(VD))
            Region = 5;
        else
            Region = 4;
        end
    end
end

t12 = svpwm_matrix(1:2,Region*2-1:Region*2)*[VD; VQ];
t1 = t12(1);
t2 = t12(2);
t07 = 1 - t1 - t2;
t0 = t07/2;
t7 = t07/2;
tabc = compare_matrix(1:3, Region*3 - 2: Region*3)*[t0; t1; t2];
ta = 1- tabc(1);
tb = 1- tabc(2);
tc = 1- tabc(3);

function [VD, VQ] = Vector_1(Vr, Vs, Vt)
VD = sqrt(2/3) * (Vr - 0.5 * (Vs + Vt));
VQ = sqrt(2/3)*sqrt(3)/2*(Vs-Vt);
```